www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

14e JAARGANG No. 5, blz. 129-164 MEI 1952

Philips Technisch Tijdschrift

BEHANDELENDE TECHNISCHE VRAAGSTUKKEN
SAMENHANGENDE MET DE PRODUCTEN, WERKWIJZEN EN ONDERZOEKINGEN
VAN DE N.V. PHILIPS' GLOEILAMPENFABRIEKEN

REDACTIE: NATUURKUNDIG LABORATORIUM DER N.V. PHILIPS' GLOEILAMPENFABRIEKEN, EINDHOVEN

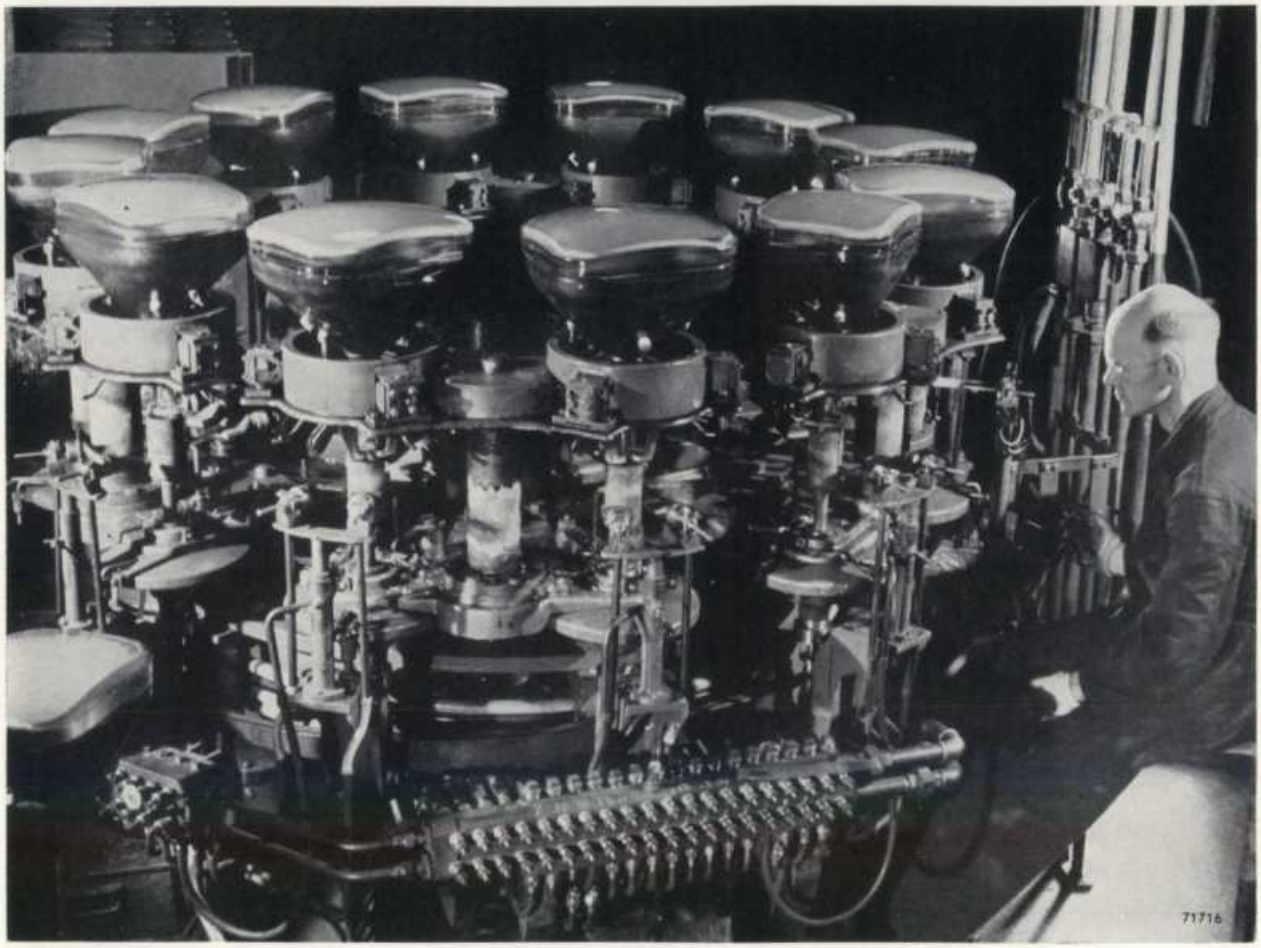


Foto Walter Nürnberg

ELECTRONENBUIZEN

Een synopsis door J. L. H. JONKER. 621.385

*Het onderstaande artikel geeft de hoofdzakelijke inhoud weer van de rede, door Prof. Dr. Ir. J. L. H. Jonker uitgesproken bij de aanvaarding van het ambt van buitengewoon hoogleraar aan de Technische Hogeschool te Delft op 19 Maart 1952 *). Hoewel de uitgebreidheid van het beschouwde gebied niet anders dan een zeer summiere behandeling toeliet, heeft een dergelijke blik uit vogelperspectief — waarbij men veel wat ver uit elkaar ligt „tegelijk ziet" — zijn eigen bekoring.*

Gevoelens van grote bewondering zullen opkomen bij diegene die zich verdiept in de snelle ontwikkeling der electronica, d.i. het gebied der electronenbuizen en hun toepassingen, welke ontwikkeling het gevolg is van de grote opbloei der radiotechniek in de eerste helft van de twintigste eeuw.

Het was omstreeks de laatste eeuwwisseling, dat de experimenten plaats vonden van Hertz, Sir

*) De volledige tekst van de rede is verkrijgbaar bij Uitg. Waltman, Delft.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

Oliver Lodge en Marconi — experimenten die leidden tot de met succes bekroonde pogingen om door middel van hoogfrequente trillingen een telegrafische verbinding tot stand te brengen zonder draad.

In de korte spanne tijds van enkele tientallen jaren heeft de radiotechniek een bijna onbegrijpelijke technische uitbreiding en verbetering ondergaan en heeft zij een revolutie teweeggebracht in de overbrenging van gedachten tussen mensen en volkeren. Zij heeft daardoor een zo grote importantie gekregen voor vrijwel elk levend mens, dat er in de eeuwenlange evolutie van het mensdom slechts weinig technische ontwikkelingen zijn aan te wijzen die haar evenknie vormen.

De beginjaren

Het zijn bovengenoemde experimenten geweest die de weg gebaand hebben voor deze stormachtige ontwikkeling der radiotechniek. Er werden verbindingen tot stand gebracht over de oceanen, eerst door middel van telegrafie, later door telefonie, totdat ten slotte een netwerk van radioverbindingen was ontstaan dat onze gehele aardbol omspant.

In de beginjaren waren de vakkennis en de literatuur die ter beschikking stonden, uiteraard zeer beperkt. Doordat echter met simpele, vaak zelf vervaardigde technische hulpmiddelen door de afzonderlijke onderzoeker waardevolle resultaten en verbeteringen konden worden verkregen, werden zeer velen tot dit gebied aangetrokken, en dit is ongetwijfeld een van de oorzaken van de snelle ontwikkeling. Wie het voorrecht heeft gehad een deel van de enthousiasmerende beginperiode van dichtbij te mogen meemaken, zal met weemoed aan deze spannende tijd terugdenken en hem vergelijken met de huidige stand van zaken, nu vele verbeteringen en onderzoekingen van detailproblemen in handen zijn van een corps van kundige specialisten, dat ingenieuze laboratoriuminstrumenten te zijner beschikking heeft.

Door het toedoen van deze specialisten is de literatuur op het gebied der radiotechniek gegroeid tot een imposante bibliotheek, terwijl anderzijds de voortdurend verschijnende publicaties voor de specialist het probleem scheppen hoe hij op de hoogte kan blijven van datgene wat voor zijn werk van belang is. Een te overvloedige emissie veroorzaakt hier eveneens een zo grote ruimtelading, dat het doel niet wordt bereikt. In Amerika heeft dit nijpende probleem onlangs geleid tot een onderzoek naar de statistische verdeling dezer publicaties over de verschillende periodieken. In het periodiek met het grootste aantal publicaties werden de resultaten van dit onderzoek — in wederom een nieuwe publicatie — vastgelegd [1]).

Het is aan de genoemde omstandigheden uit de beginperiode toe te schrijven, dat men in de geschiedenis één uitvinding van één man kan aanwijzen die als het ware de hefboom is geworden waarmede de radiotechniek uit haar toenmalige kluisters werd bevrijd. Zij opende de mogelijkheid voor de daarop volgende fantastische groei en is, zoals de Nobelprijswinnaar Rabi het uitdrukte, „so outstanding in its consequences that it almost ranks with the greatest inventions of all time".

Deze uitvinding is die der *triode* door Lee de Forest.

De komst der triode

Bij het zoeken naar een betere detector voor radiosignalen zette Lee de Forest [2]) in 1907 een rooster tussen kathode en anode in de reeds bekende diodedetector volgens Sir John Ambrose Fleming en hij verkreeg daarmede een energieloze

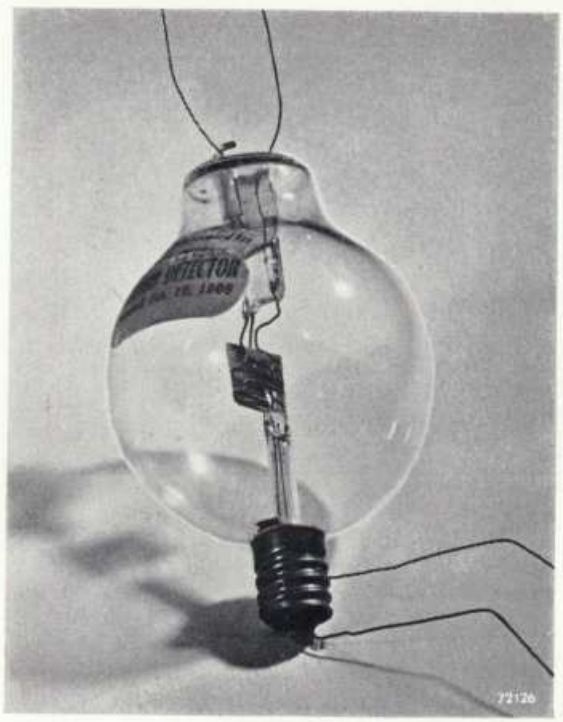


Fig. 1. Originele triode („audion") van Lee de Forest.

intensiteitsturing van de electronenstroom tussen kathode en anode (*fig. 1* en *2*). Jaren verliepen echter voordat de werking en de mogelijkheden van deze nieuwe uitvinding werden begrepen, met het gevolg dat De Forest intussen met zodanig geldgebrek te kampen kreeg, dat hij zijn Europese patenten moest laten vervallen! In 1911 gaf Robert von Lieben voor de Berliner Physikalische Gesell-

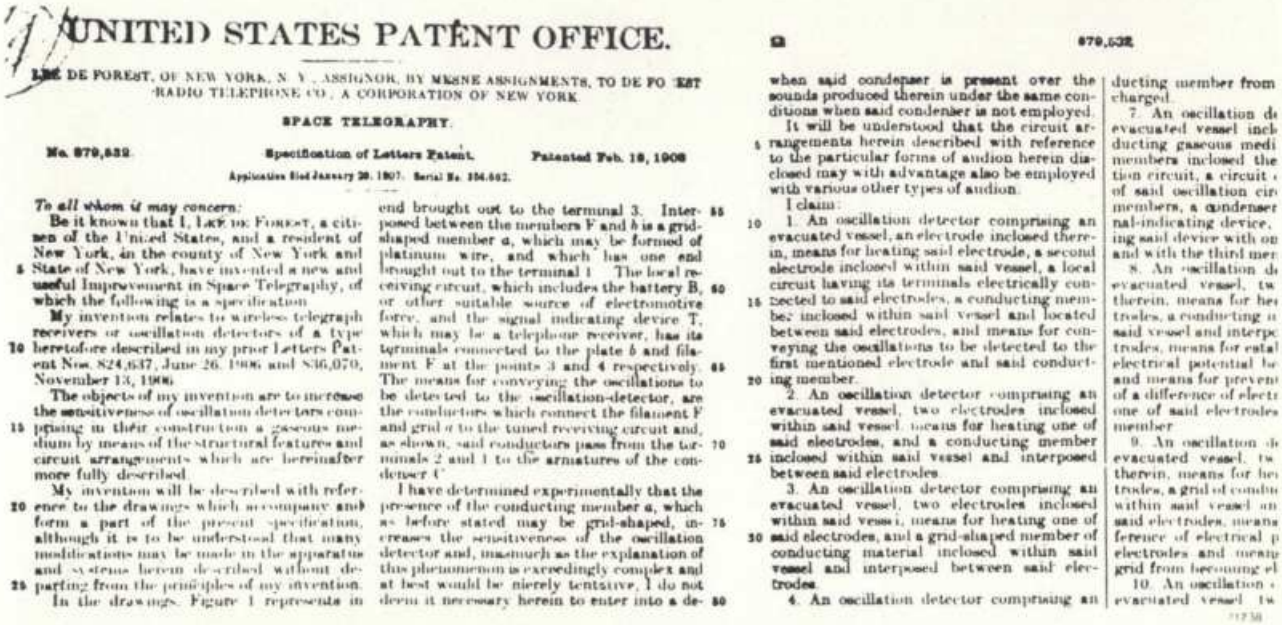
Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

schaft een demonstratie van de versterkeigenschappen van de triode. In 1913 werd door verschillende onderzoekers tegelijkertijd de terugkoppeling uitgevonden, waarmede van de triode een effectieve generator voor hoogfrequente trillingen kon worden gemaakt. Deze laatste uitvinding gaf aanleiding tot de langdurigste patentstrijd [3]) die ooit op dit gebied gevoerd is — een strijd die pas in 1934 eindigde, en wel in het voordeel van De Forest.

geven aan enorme electronische industrieën, waarvan de jaarlijkse productie thans geschat wordt op ca. 500 millioen electronenbuizen en ruim 30 millioen toestellen, en de omzet in 1952 op tientallen milliarden guldens. Hiermede werd een nieuwe werkkring geschapen voor vele honderdduizenden, die voor, aan of met de electronenbuis werken.

De jonge, snelgroeiende industrieën met hun vele specialisten vonden namelijk spoedig expansie



UNITED STATES PATENT OFFICE.

LEE DE FOREST, OF NEW YORK, N. Y., ASSIGNOR, BY MESNE ASSIGNMENTS, TO DE FOREST RADIO TELEPHONE CO., A CORPORATION OF NEW YORK.

SPACE TELEGRAPHY.

No. 879,532. Specification of Letters Patent. Patented Feb. 18, 1908

Application filed January 29, 1907. Serial No. 354,662.

To all whom it may concern:

Be it known that I, LEE DE FOREST, a citizen of the United States, and a resident of New York, in the county of New York and State of New York, have invented a new and useful Improvement in Space Telegraphy, of which the following is a specification.

My invention relates to wireless telegraph receivers or oscillation detectors of a type heretofore described in my prior Letters Patent Nos. 824,637, June 26, 1906, and 836,070, November 13, 1906.

The objects of my invention are to increase the sensitiveness of oscillation detectors consisting in their construction a gaseous medium by means of the structural features and circuit arrangements which are hereinafter more fully described.

My invention will be described with reference to the drawings which accompany and form a part of the present specification, although it is to be understood that many modifications may be made in the apparatus and systems herein described without departing from the principles of my invention.

In the drawings, Figure 1 represents in end brought out to the terminal 3. Interposed between the members F and *b* is a grid-shaped member *a*, which may be formed of platinum wire, and which has one end brought out to the terminal 1. The local receiving circuit, which includes the battery B, or other suitable source of electromotive force, and the signal indicating device T, which may be a telephone receiver, has its terminals connected to the plate *b* and filament F at the points 3 and 4 respectively. The means for conveying the oscillations to be detected to the oscillation-detector, are the conductors which connect the filament F and grid *a* to the tuned receiving circuit and, as shown, said conductors pass from the terminals 2 and 1 to the armatures of the condenser C.

I have determined experimentally that the presence of the conducting member *a*, which as before stated may be grid-shaped, increases the sensitiveness of the oscillation detector and, inasmuch as the explanation of this phenomenon is exceedingly complex and at best would be merely tentative, I do not deem it necessary herein to enter into a de-

a 879,532.

when said condenser is present over the sounds produced therein under the same conditions when said condenser is not employed.

It will be understood that the circuit arrangements herein described with reference to the particular forms of audion herein disclosed may with advantage also be employed with various other types of audion.

I claim:

1. An oscillation detector comprising an evacuated vessel, an electrode inclosed therein, means for heating said electrode, a second electrode inclosed within said vessel, a local circuit having its terminals electrically connected to said electrodes, a conducting member inclosed within said vessel and located between said electrodes, and means for conveying the oscillations to be detected to the first mentioned electrode and said conducting member.

2. An oscillation detector comprising an evacuated vessel, two electrodes inclosed within said vessel, means for heating one of said electrodes, and a conducting member inclosed within said vessel and interposed between said electrodes.

3. An oscillation detector comprising an evacuated vessel, two electrodes inclosed within said vessel, means for heating one of said electrodes, and a grid-shaped member of conducting material inclosed within said vessel and interposed between said electrodes.

4. An oscillation detector comprising an

ducting member from charged.

7. An oscillation de evacuated vessel incl ducting gaseous medi members inclosed the tion circuit, a circuit of said oscillation cir members, a condenser nal-indicating device, ing said device with on and with the third mer

8. An oscillation de evacuated vessel, tw therein, means for hea trodes, a conducting m said vessel and interpo trodes, means for estal electrical potential be and means for preven of a difference of electr one of said electrodes member.

9. An oscillation de evacuated vessel, tw therein, means for hea trodes, a grid of conduc within said vessel an said electrodes, means ference of electrical p electrodes and means grid from becoming el

10. An oscillation evacuated vessel, tw

Fig. 2. Uit het Amerikaanse octrooi dat aan Lee de Forest werd verleend op de door hem uitgevonden triode. In de derde claim vindt men het „grid-shaped member" vermeld.

De uitvinding van de triode, die het tijdperk der electronica inluidde, gaf aan de radiotechniek een betere detector, de lang gezochte versterker en een oscillator. De vele mogelijkheden waren een stimulans om deze buizen zo nauwkeurig mogelijk te onderzoeken en de vorm er van zodanig te wijzigen dat voor elke functie in zend- en ontvangapparaat optimale resultaten konden worden bereikt. Hierdoor ontstonden de talloze uitvoeringen van electronenbuizen zoals wij die nu kennen.

Stormachtige ontwikkeling

Gedurende de eerste wereldoorlog en daarna ziet men het streven naar electronenbuizen van grote en zeer grote vermogens, om de wereldomspannende verbindingen tot stand te kunnen brengen. Dan ontspruit er een wonderlijke loot aan de boom der electronica, de radio-omroep, begonnen met een nobel idealisme, later echter vaak misbruikt voor reclame voor handelszaken of voor politieke propaganda. Het is de radio-omroep geweest, die in vele landen van de wereld het aanzijn heeft gein nieuwe gebieden, zoals versterksystemen, sprekende film, verbeterde grammofoonweergave en oscilloscoop. In de daaropvolgende jaren dringt het onderzoek verder door in het gebied der ultrakorte golven, atmosferische storingen, frequentiemodulatie en televisie, en er ontstaan de talloze industriële toepassingen der electronica [4]). Overal is de electronenbuis de sleutel die deze gebieden ontsluit, en soms in nieuwe vormen vele nieuwe mogelijkheden opent. Dit geldt evenzeer voor de nieuwste takken, die tijdens de laatste oorlog zijn ontsproten of verder gegroeid, zoals radar, sonar en andere navigatiemiddelen, radio-relaisstations en rekenmachines.

Aan de tweede wereldoorlog, deze zwarte bladzijde in de geschiedenis der mensheid, heeft intussen de electronica veel te danken, doordat toen de ontwikkeling der techniek is gestuwd onder druk van de oorlog, terwijl economische en commerciële factoren niet remmend konden werken. Vele van de op deze wijze verkregen resultaten bleken achteraf van groot wetenschappelijk, technisch en ook

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

commercieel belang te zijn, zodat deze nieuwe mogelijkheden na de oorlog ook voor vredesdoeleinden konden worden aangewend of verder ontwikkeld, terwijl aan het reeds zo uitgestrekte terrein der electronica steeds nieuwe gebieden worden toegevoegd, zoals radio-astronomie, kleurentelevisie en spectroscopie met millimetergolven. Het uitgebreide toepassingsgebied der electronenbuizen en de verscheidenheid der vormen die daarvan het gevolg is, mogen worden geïllustreerd aan de hand van enkele extreme grootheden die men daar aantreft.

Verscheidenheid in de tegenwoordige electronenbuizen

Met electrometertriodes kan men stromen meten van 10^{-15} ampère, bij zendbuizen en gelijkrichters met gasvulling treden stroompieken op van 100 ampère en hoger. Met electronenbuizen neemt men wisselspanningen waar van 10^{-6} volt — men bedenke daarbij, dat van de ca. 10^{18} beschikbare electronen in een versterkbuis er dan „slechts" ca. 10^{10} worden gestuurd —; met behulp van enorme zendbuizen (klystrons), die bedreven worden met een spanning van 300 000 volt, bouwt men in de Stanford University in Californië een installatie (een zg. lineaire versneller) waarin electronen snelheden zullen verkrijgen overeenkomende met de spanning van een milliard volt [5]). Electronenbuizen kunnen worden gebruikt in een frequentiegebied dat reikt van 0 tot 10^{11} hertz. Het gewicht van in de handel zijnde types van deze electronenbuizen kan een factor 100 000 uiteenlopen.

Aan deze wijde afstanden tussen de uitersten beantwoordt een zeer grote verscheidenheid in de uitvoering van de electronenbuis. Naar een voorzichtige schatting bestaan er ca. 20 000 verschillende handelstypes van electronenbuizen.

Het is in dit bestek onmogelijk zelfs een beknopt overzicht te geven van deze vele vormgevingen. Wij zullen ons daarom liever beperken tot een korte beschouwing van enkele van de belangrijke gebieden.

Ontvangbuizen

Het naar aantal belangrijkste gebied is ongetwijfeld dat der buizen voor radio-ontvangtoestellen. Hier ziet men in de laatste decennia een raffinement in de constructie, waarbij door fijnere uitvoering der electrodes en kleine afstanden tussen deze electrodes ook de uiterlijke vorm kon worden verkleind (*fig. 3*). Dit bracht vele voordelen mee. Zo konden bijv. naast een geringer stroomverbruik betere kortegolfeigenschappen worden verkregen, en werd de kostprijs lager door snellere fabricage, minder materiaalverbruik, kleinere magazijnen en lagere transportkosten [6]). Ook konden de toestellen waarin deze buizen werden gebruikt, compacter worden geconstrueerd.

Een diepgaande studie heeft plaats gevonden van de vele physische verschijnselen die in electronenbuizen nuttig en schadelijk kunnen optreden, zoals thermische, secundaire en foto-emissie (*fig. 4*), fluorescentie, gasontladingen, ruimtelading, potentiaalvelden, electronenbanen, geruis en, bij korte golven, looptijdeffecten en demping. Het onderzoek

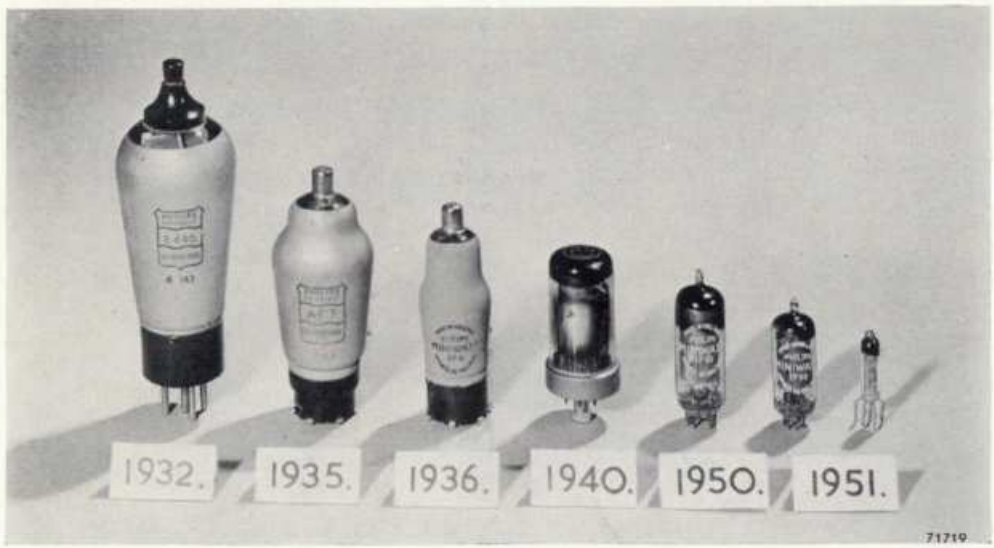


Fig. 3. In de loop der jaren werden de afmetingen der radio-ontvangbuizen steeds meer gereduceerd. Alle afgebeelde buizen zijn penthodes.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

Foto Walter Nürnberg

Fig. 4. Toestel dat gebruikt wordt bij metingen betreffende de secundaire emissie van vaste stoffen. Voor een nadere beschrijving zie: J. L. H. Jonker, The angular distribution of the secondary electrons of nickel, Philips Res. Rep. **6**, 372-387, 1951 (No. 5).

van deze verschijnselen is nog geenszins beëindigd, integendeel, ook nu nog tracht men met een steeds nauwkeuriger wordende kennis van deze vaak zeer gecompliceerde verschijnselen de buizen doelmatiger te construeren. Zo is bijv. het rendement van penthodes aanzienlijk verbeterd kunnen worden door bestudering van de banen der electronen in de potentiaalvelden der roosters [7]). Nu is het berekenen van deze potentiaalvelden en van de banen der daarin bewegende electronen in de meeste gevallen zeer tijdrovend of zelfs geheel onmogelijk, of alleen mogelijk onder zeer beperkte condities. Met behulp van modellen van het electrodensysteem in de electrolytische trog of op een uitgespannen rubbervlies (*fig. 5* en *6*) kan men een betere voorstelling krijgen van het gebeuren in de electronenbuis en daardoor gemakkelijker de weg vinden tot de voor het berekenen noodzakelijke vereenvoudigingen [8]).

In de loop der jaren is het bij het zoeken naar beter functionneren van de buis in de ontvanger in vele gevallen gewenst gebleken meer dan één rooster tussen kathode en anode aan te brengen, waardoor de bekende buistypes ontstonden, zoals tetrode, penthode, hexode, pentagrid en octode, met resp. 2, 3, 4, 5 en 6 roosters; het huidige record staat op naam van de enneode, die zeven roosters heeft en die wordt toegepast bij een fazedetector

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

voor in frequentie gemoduleerde signalen [9]). De kleine afmetingen benevens de zorgvuldige opbouw der electrodes en hun toevoerleidingen maken het mogelijk deze omroepbuizen nog te gebruiken tot

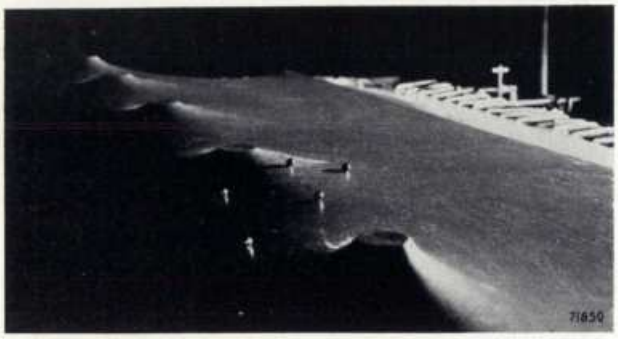


Fig. 5. Dit gedeformeerde rubbervlies is de „afbeelding" van het potentiaalveld in de doorsnede van een vlakke triode met vijf roosterstaven, voor een bepaalde rooster- en anodespanning. Op het vlies rollende kogeltjes beschrijven dezelfde banen als electronen in het potentiaalveld.

golflengten van enkele meters [10]). Wij zullen de speciale constructies die voor nog kortere golven zijn ontwikkeld aan een afzonderlijke beschouwing onderwerpen.

Terwijl in de electrodenconfiguraties voor de verschillende functies der omroepbuizen de laatste jaren een zekere stabiliteit valt waar te nemen, geldt dit niet voor buizen voor televisietoestellen. De kleine golflengte, de brede frequentieband, en de zaagtandvorm van de spanningen welke nodig zijn voor het bewegen van de electronenstraal over het beeldveld, stellen andere eisen aan de buizen dan die welke voor de gewone omroepdoeleinden worden gewenst. Aan deze eisen wordt wederom het beste tegemoet gekomen door speciaal voor dit doel geconstrueerde buizen [11]).

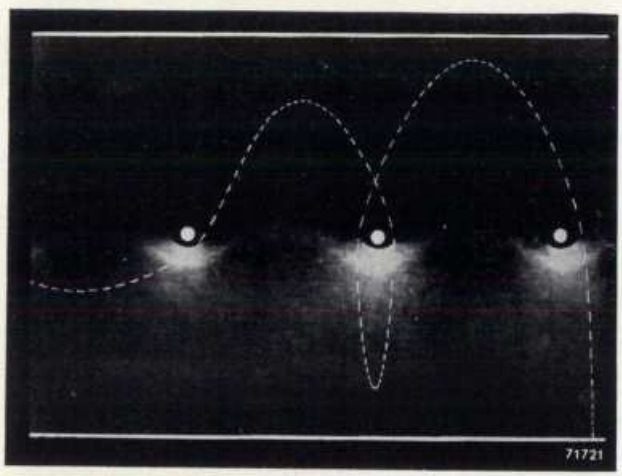


Fig. 6. Voorbeeld van een kogelbaan op het rubbervlies, gefotografeerd met intermitterende belichting. Deze opname toont aan, dat een electron onder bepaalde voorwaarden zodanige afbuigingen door de roosterdraden kan ondergaan dat het uit de ruimte tussen de electrodes wordt weggeslingerd.

Een analoge situatie zal zich in de toekomst voordoen bij apparaten voor kleurentelevisie. De verwachting is gerechtvaardigd, dat op deze gebieden nieuwe constructies zullen worden gevonden, die de toestellen gevoeliger en eenvoudiger zullen maken.

Het zoeken naar vermindering van het aantal buizen per toestel door speciale buisconstructies lijkt op het eerste gezicht een moeizame politiek van zelfmoord van de buizenfabrikant. Dit is het echter geenszins, daar een goedkoper en eenvoudiger toestel in grotere hoeveelheden verkocht kan worden. Overigens zijn verbeteringen en vereenvoudigingen in de techniek moeilijk tegen te houden.

Zendbuizen

Bij zendbuizen, waarbij het er in hoofdzaak om gaat een groot afgegeven vermogen te verkrijgen met een hoog rendement, bepaalt de maximaal toelaatbare temperatuur der materialen de grens van bruikbaarheid en speelt de technologie zo mogelijk een nog grotere rol dan bij de ontvangbuizen. Bij de klassieke vormen, dit zijn triode, tetrode en penthode, heeft men het volume voor een zeker afgegeven vermogen in de loop der jaren soms een factor 5 à 10 weten te verkleinen (*fig. 7*) door toepassing van hoogsmeltende en goed warmte stralende electrodematerialen, van niet-verdampende gasbinders (getters) en nieuwe glassoorten met betere thermische en electrische eigenschappen, en door nauwkeurige bestudering van de dimensionnering der electrodes en hun toevoerleidingen [12]). De vermindering der interelectrodecapaciteiten, die met deze volumeverkleining gepaard ging, is in het bijzonder van belang bij het werken op zeer korte golven, waar een kleine capaciteit tussen de electrodes een conditio sine qua non is. De belastbaarheid dezer kleine electrodes zal echter een grens stellen aan het maximaal af te geven vermogen. Kan bij de voorgeschreven electrode-afmetingen niet voldoende warmte worden afgevoerd door straling, dan wordt kunstmatige koeling met lucht of water toegepast (*fig. 8*), waarvoor efficiente koelsystemen werden ontwikkeld door bijzondere voorzieningen te treffen voor de gunstigste turbulentie van het koelmiddel [13]). Ook in de toekomst zal men, in het bijzonder voor de zendbuizen voor korte golven, verbeteringen mogen verwachten van verdere technologische onderzoekingen naast een nog groter raffinement in de electrodenopstelling.

Buizen voor zeer korte golven

De drang van de mens naar het nieuwe en onbekende bracht vele onderzoekers er toe het gebied

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

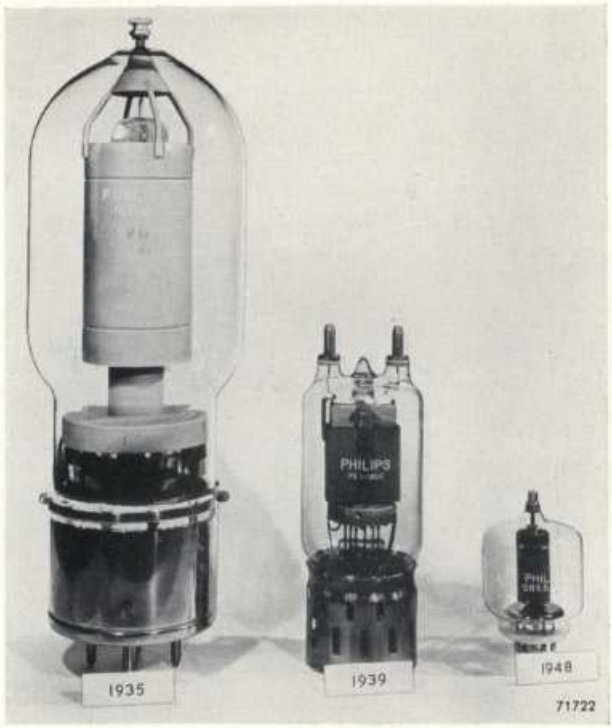


Fig. 7. De zendbuis in de loop der jaren. Alle drie afgebeelde types geven een vermogen van ca. 1000 W af. Het jongste type is 14,5 cm hoog.

der korte en steeds kortere golven te exploreren Bij de eerste radioverbindingen over grote afstanden werd gebruik gemaakt van het gebied der lange golven van 1000 - 20 000 meter, doch de techniek heeft in de loop der jaren steeds kortere golven aan deze doeleinden dienstbaar weten te maken. Zij is daarbij veel dank verschuldigd aan amateurs over de gehele wereld voor het aandeel dat zij hebben gehad in dit pionierswerk.

De gewone communicatiezenders, waaronder die voor de omroep, treft men tegenwoordig aan in het golflengtegebied van 25 kilometer tot ca. 1 meter, gewone televisie op golflengten van enkele meters en kleurentelevisie in het gebied der decimetergolven. De centimetergolven worden gebruikt in radio-relaisstations en voor radar. Millimetergolven worden in de natuurkunde gebruikt bij het bestuderen van de eigenschappen van moleculen en atoomkernen door absorptiespectroscopie van gassen [14]).

Voor de decimeter- en kortere golven zijn de gewone omroepbuizen niet meer effectief te gebruiken. Bij het stijgen der frequentie daalt de versterking per trap tot onder de eenheid. De oorzaken hiervan, zoals electrische verliezen, straling en effecten ten gevolge van de looptijd der electronen, zijn ten dele toe te schrijven aan de eigenschappen der kringen bij deze korte golven; anderdeels zijn zij van electronische aard [15]). Om bij deze golflengten nog nuttig resultaat te bereiken, zijn andere vormen van afstemmiddelen en van electronenbuizen noodzakelijk. Zo gebruikt men bij centimeter- en millimetergolven als kringen Lecherleidingen, concentrische leidingen, golfpijpen en holle of staafvormige resonatoren [16]), waarvan de stralings- en ohmse verliezen aanzienlijk kleiner kunnen worden gemaakt dan het geval is bij de bij langere golven gebruikelijke spoelvormen. Het werkzame gebied der buizen heeft men naar kleinere golflengten kunnen verschuiven, ten eerste door de afmetingen en de onderlinge afstanden der electrodes te reduceren, waardoor de capaciteiten werden verkleind en de looptijden verkort, en ten tweede door de toevoerleidingen der electrodes deel te laten uitmaken van de afstemkringen. Dit laatste heeft bij kortegolfbuizen geleid tot het gebruik van schijf- of ringvormige electrodeverbindingen, waarbij bijv. metalen schijven, die deel uitmaken van een afstemkring, dwars door de glazen buiswand heen worden gesmolten om binnen de buis te dienen als drager voor een electrode (*fig. 9*).

Fig. 8. Met water gekoelde zendbuizen. Links voor 42 kW, rechts voor 100 kW afgegeven vermogen.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

Bij de reductie der interelectrodeafstanden heeft men in sommige gevallen de afstand tussen stuurrooster en kathode tot enkele honderdsten van een millimeter weten terug te brengen [17]). Om de stuurwerking hierbij niet verloren te laten gaan, moest

Fig. 9. Schijftriode, type EC 56. Rooster en anode worden hier gedragen door metalen schijven, die dwars door de glazen buiswand heen zijn gesmolten en die buiten de buis deel uitmaken van een afstemkring.

tevens het rooster zeer fijnmazig worden uitgevoerd; men gebruikt hiertoe strak gespannen wolfraamdraden met een doorsnede van tien micron, vele malen dunner dan een mensenhaar (*fig. 10*). De looptijd der electronen kan bij een oscillator nog verder worden verminderd door het gebruik van hogere spanningen, die, om de electrodes niet te zwaar te belasten, als kortstondige impulsen worden toegevoerd, waarbij de electrodes dus tussen twee impulsen gelegenheid hebben om af te koelen.

Het is duidelijk dat er een practische grens is aan het vervaardigen van buizen met steeds kleinere afmetingen, en het lijkt niet waarschijnlijk dat men op deze wijze veel verder kan komen dan tot golflengten van enkele centimeters. Men loopt ten slotte vast op de beperkte belastbaarheid der electrodes en op de begrensde mogelijkheid om electrodes die op een hoge temperatuur staan, op zeer kleine onderlinge afstand te fixeren. Een der begrenzingen ligt in de afmetingen der kathode, daar de emissie evenredig met het oppervlak afneemt en daarmede ook het afgegeven vermogen. Door een hogere specifieke belasting kan men slechts een grotere emissie verkrijgen ten koste van de levensduur. Met pulserende belasting zijn echter bij de gewone oxydekathode zeer veel hogere specifieke emissies toelaatbaar [18]).

Om de levensduur bij hoge specifieke belastingen te verlengen, heeft men speciale kathodes ontwikkeld, zoals bijv. de L-kathode, waarbij dezelfde aardalkalioxydes worden toegepast als in de normale oxydekathode doch aangebracht achter een poreuze laag gesinterd wolfraam [19]).

Wil men bij zeer kleine golflengten grote vermogens opwekken, dan dient men over te gaan tot electrodensystemen waarvan de afmetingen van dezelfde orde van grootte zijn als de golflengte waarop zij werken. Dit nu is het geval bij buizen waarvan de werking berust op een nuttig gebruik van looptijdeffecten, zoals bijv. bij magnetrons, die in de tweede wereldoorlog o.a. bij het opsporen van duikboten en vliegtuigen met behulp van radar zulk een belangrijke rol hebben gespeeld, en verder bij klystrons, lopende-golfbuizen en aanverwante systemen [20]). Bij deze buizen is de looptijd der electronen in de buis van dezelfde orde van grootte als de trillingstijd der wisselstromen. Hierdoor kunnen de electronen energie verliezen aan een hoogfrequent wisselveld, waardoor dit wordt versterkt en er oscilleren kan optreden. Ofschoon deze systemen niet uitmunten door een hoog rendement, hebben ze het voordeel bij een kleine golflengte

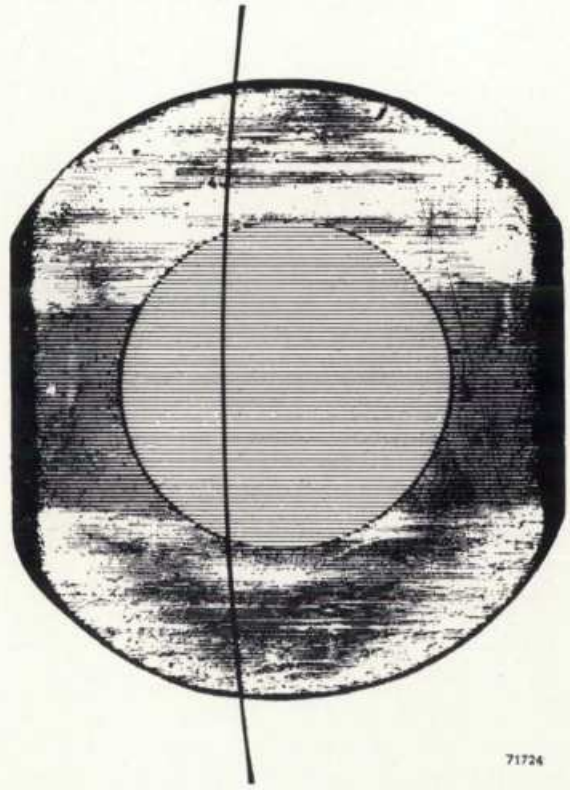


Fig. 10. Microfoto van het rooster van de in fig. 9 afgebeelde schijftriode. De roosterdraden zijn ca. 10 μ dik, dwars over de draden is ter vergelijking een mensenhaar gelegd. Vergroting 10 ×.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

groot genoeg te zijn om ten eerste de ontwikkelde warmte te kunnen afvoeren, ten tweede zonder te grote mechanische moeilijkheden te kunnen worden vervaardigd.

Voor het opwekken van golven van 3 en 10 cm zijn klystrons en magnetrons vervaardigd met maximale piekvermogens van resp. 10 en 5 megawatt en rendementen van resp. 30 en 60%. Anderzijds is bijv. een 3 cm magnetron met 100 W piekvermogen geconstrueerd dat inclusief de permanente magneet slechts 1 kg weegt (*fig. 11*).

De kleinste golflengten waarvoor magnetrons zijn vervaardigd, liggen in de orde van enkele millimeters, waarbij het rendement echter laag is. Als hogere harmonische van de grondgolf was zelfs een gering vermogen te verkrijgen op een golflengte van ca. één millimeter [21]).

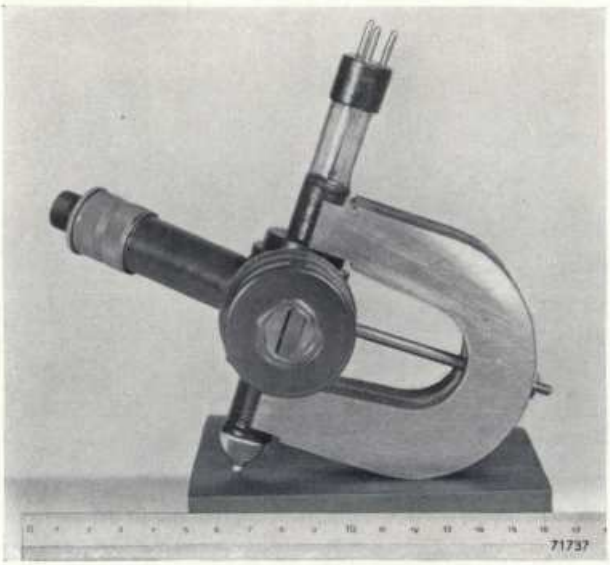


Fig. 11. Magnetron voor 3 cm golven, ontwikkeld door Philips Laboratories, Irvington, N.Y., U.S.A. Dit magnetron is niet bestemd voor een radar-installatie, doch voor een bakenzender. Het piekvermogen is 100 W, bij een anodespanning van 800 V, een gloeidraadvermogen van 2 W, en een totaal gewicht (inclusief de permanente magneet) van ca. 1 kg. De bijgevoegde cm-schaal geeft de grootte aan. (Foto overgenomen uit: G. A. Espersen en B. Arfin, Tele-Tech **10**, no. 6, pag. 50 en no. 7, pag. 30, 1951.)

Voor continu oscilleren heeft men klystrons gemaakt voor een golflengte van enkele millimeters. Daar de kringverliezen echter omgekeerd evenredig met de wortel uit de golflengte zijn, is het rendement bij deze golflengte zeer laag.

Voor versterkdoeleinden zijn deze buistypes daarom minder geschikt. Veel minder invloed van de slechte kringeigenschappen in dit frequentiegebied ondervinden de zg. lopende-golfbuizen, die zonder afgestemde kring werken.

In deze buizen wordt een bundel electronen, meestal bijeen gehouden door een magneetveld, in de asrichting door een langgerekte draadspiraal geschoten, terwijl het signaal wordt toegevoerd aan de kathodezijde van de spiraal. Maakt men nu de voortplantingsnelheid van de bundel en die van het veld van de lopende golf in de asrichting nagenoeg gelijk, dan wordt het signaal langs de spiraal versterkt ten koste van de energie in de bundel. Bij grotere verliezen in de spiraal zal men voor gelijke versterking alleen een langere spiraal behoeven te nemen.

Volgens dit principe zijn buizen gemaakt die een goede versterking gaven op een golflengte van enkele centimeters. Het succes van dit buistype voor deze korte golven heeft experimenten gestimuleerd met vele verwante systemen, waarbij de spiraal vervangen werd door staven, draden, een golfpijp of door een tweede electronenbundel.

Voor het onderzoek van microgolven ligt een enorm veld van experimentele mogelijkheden open. Dit moge alleen al blijken uit het feit dat van de vele manieren om een hoogfrequent wisselend en een constant electrostatisch en magnetisch veld ruimtelijk met een electronenbundel te laten samenwerken, er slechts enkele in buizen zijn onderzocht. Een meer systematisch onderzoek hiervan dan tot nu toe plaatsvond zou verrassende mogelijkheden kunnen opleveren.

In vele laboratoria in de wereld is men bezig langs zeer uiteenlopende wegen in het interessante gebied van het opwekken en versterken van microgolven door te dringen.

Kathodestraalbuizen

In de kathodestraalbuizen wordt een fijne straal zeer snelle electronen toegepast om een lichtbeeld te verkrijgen. Dit ontstaat door deze straal met electrische middelen te deflecteren en te bewegen over een oppervlak dat bedekt is met stoffen, die bij electronenbeschieting licht uitzenden. Oorspronkelijk waren deze buizen in gebruik als oscilloscoop. Bij de opkomst der televisie werden echter nieuwe eisen gesteld aan de kwaliteit, terwijl de massaproductie weer andere desiderata in het leven riep. Men onderscheidt bij televisie twee systemen, nl. directe en indirecte waarneming van het beeld. De directe wijze van waarneming is tot nu toe de meest gebruikelijke, doch deze voert de fabrikant tot het vervaardigen van buizen met steeds groter beeldveld, daar een klein beeld de kijker op den duur vermoeit en ook het aantal kijkers beperkt. Ten einde het gewicht van deze grote buizen te reduceren, heeft men de zware glazen conus wel vervangen door een lichtere metalen conus [22]), terwijl men de onhandige afmetingen heeft verkleind door ge-

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

bruik te maken van een rechthoekige in plaats van een ronde conus (zie ook de titelfoto) en van korte electrodensystemen voor het opwekken en afbuigen van de electronenbundel. Voorts heeft men de conus korter kunnen maken door een slanke electronenbundel te gebruiken, die over een grote hoek (90°) gedeflecteerd kan worden (*fig. 12*).

Men kan zich de vraag stellen of het gewenst is bij het verkrijgen van een groter beeld in deze richting verder te gaan. De aanwezigheid in de huiskamer van een vacuumbuis met een schermdiameter van 75 cm, zoals deze onlangs in Amerika in de handel is gebracht, lijkt weinig aantrekkelijk, ofschoon het gevaar van implosie ten gevolge van de atmosferische druk van ruim 4 ton op het glazen venster bij een geschikte constructie niet groot behoeft te zijn. Om deze grote krachten te kunnen weerstaan, dienen de glazen vensters een grote dikte te bezitten en min of meer bolvormig te worden uitgevoerd, waardoor er voor de kijker een zekere vertekening van het beeld ontstaat. Ten slotte stellen de afmetingen van dergelijke buizen de toestelbouwer voor het moeilijke probleem een nog in de huiskamer plaatsbare omhulling te creëren.

Zijn grote en zeer grote beelden gewenst, dan zal de indirecte wijze van waarnemen de voorkeur verdienen. Hierbij wordt uitgegaan van een kathodestraalbuis van kleine afmetingen met een beeld van zeer grote lichtsterkte, dat door middel van lenzen of van een holle spiegel op een vlak scherm kan worden geprojecteerd [23]). Wegens de noodzakelijke grote lichtsterkte van het beeldscherm worden echter aan de belastbaarheid der lichtgevende stoffen in dit geval hoge eisen gesteld.

Opneembuizen voor televisie

Een prachtige en interessante ontwikkeling heeft plaats gehad op het gebied der opneembuizen voor televisiecamera's, zoals de iconoscoop, de beeldiconoscoop (*fig. 13*), de orthicon en de beeld-

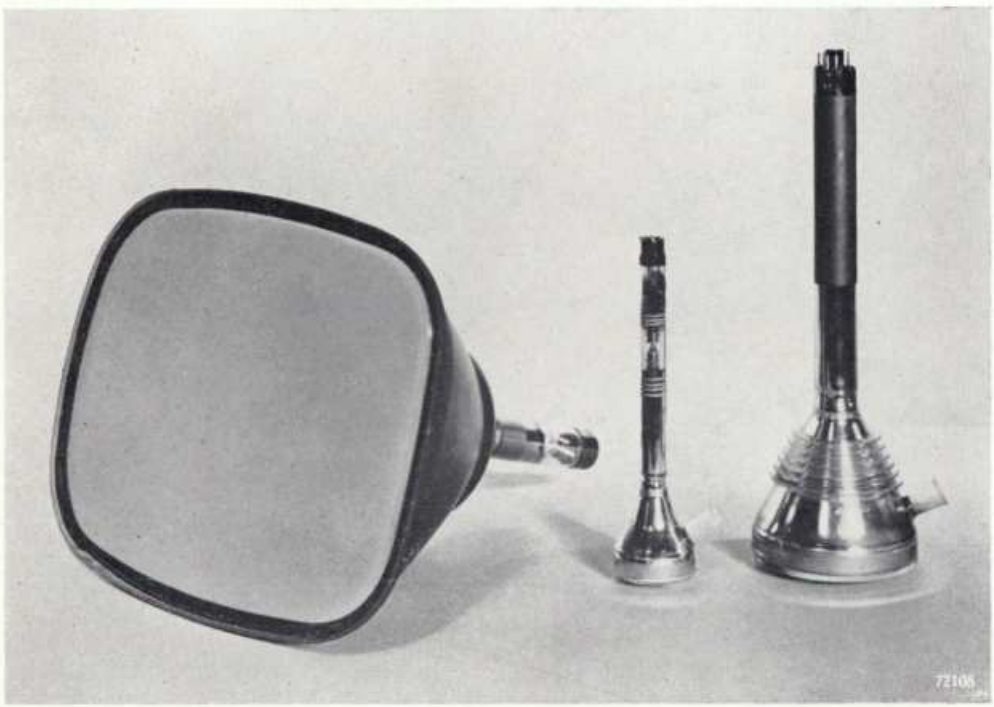


Fig. 12. Weergeefbuizen voor televisie. Links een rechthoekige direct-zichtbuis met metalen conus, voor een beeld van 28 × 37 cm². Daarnaast een buisje voor projectietelevisie op een formaat geschikt voor de huiskamer (maximaal ca. 1,0 × 1,2 m²), en geheel rechts een buis voor projectie van beelden in een zaal (formaat 3 × 4 m²).

orthicon, waaraan o.a. de namen van Zworykin, Rose en Iams zijn verbonden [24]). Deze buizen, die gebruikt worden om het optisch beeld om te zetten in een electrisch signaal, en die tot de meest ingewikkelde electronische creaties behoren, zijn het geweest, die de practische verwerkelijking der televisie aanzienlijk hebben versneld. De technologische problemen die hier moesten worden overwonnen, waren zeer groot. In de iconoscoop wordt bijv. het optische beeld omgezet in een electrisch ladingsbeeld met behulp van een scherm van ca. 1 dm² oppervlak, waarop enige milliarden fotocelletjes onderling geïsoleerd zijn aangebracht met een dichtheid van ca. 360 000 per mm². Ter vergelijking moge dienen dat de dichtheid der staafjes en kegeltjes op het netvlies van het menselijk oog hoogstens

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

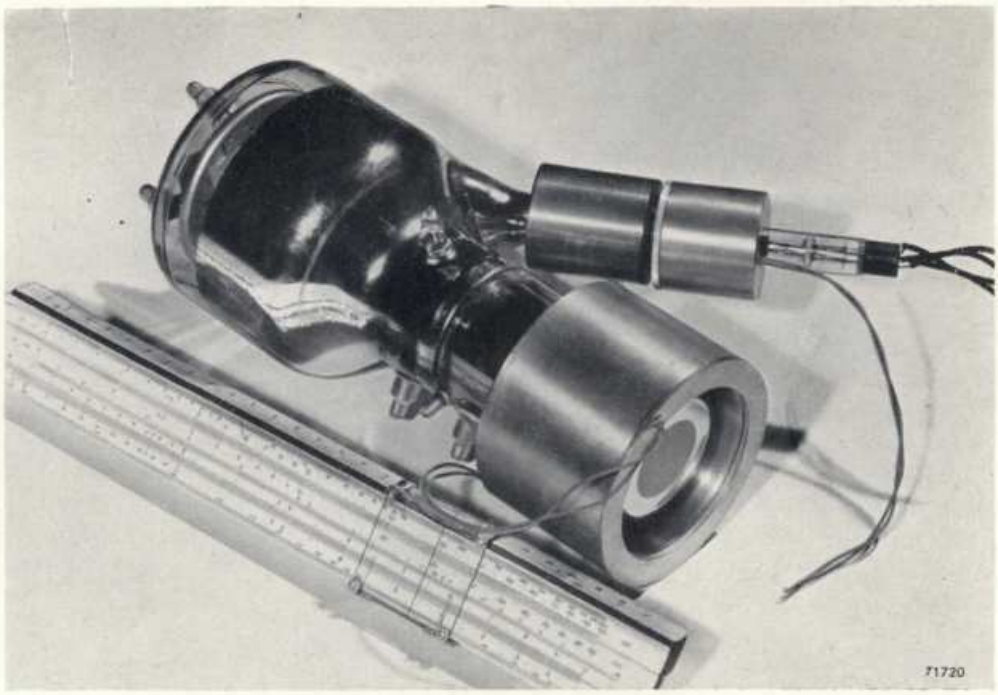


Fig. 13. Beeldiconoscoop. Op het naar voren gerichte einde ziet men de fotokathode, waarop de uit te zenden scène door middel van een fotografisch objectief wordt afgebeeld. De om dit einde van de buis gelegde grote magneetspoel levert het veld, nodig om het electronenbeeld van de fotokathode te focusseren op de mica trefplaat, waarvan men nog juist een stukje binnen het tegenover gelegen, wijde, einde van de buis kan zien. Achteraan de steel met het electronenkanon en de deflectiespoelen, waardoor de electronenstraal wordt geleverd die de trefplaat periodiek aftast.

20 000 per mm² bedraagt, zodat het kunstmatig netvlies van de iconoscoop de natuur bijna een factor 20 overtreft (*fig. 14*). Om het beeld uit te zenden, wordt het met een snelheid van duizenden meters per seconde door een electronenstraal in lijnen verdeeld, waarbij het signaal wordt verkregen door langs deze lijnen de lading der fotocellen te meten.

De beeldorthicon heeft men een grote lichtgevoeligheid weten te geven, nl. een factor 10 groter dan die van het gevoeligste fotografische materiaal; daardoor krijgt men reeds een bruikbaar beeld met belichting van een scène door een kaars of bij maanlicht. Dit is mogelijk door voor de aftasting een electronenstraal met geringe snelheid van de electronen te gebruiken, waardoor storende secundaire emissie van het beeldscherm, zoals bij de iconoscoop optreedt, wordt vermeden; vervolgens door nuttig gebruik te maken van secundaire emissie door in deze ingewikkelde electronenbuis nog een electronenvermenigvuldiger in te bouwen met een groot aantal trappen. Om het vervormingsvrije omzetten van het optische beeld in een electrisch

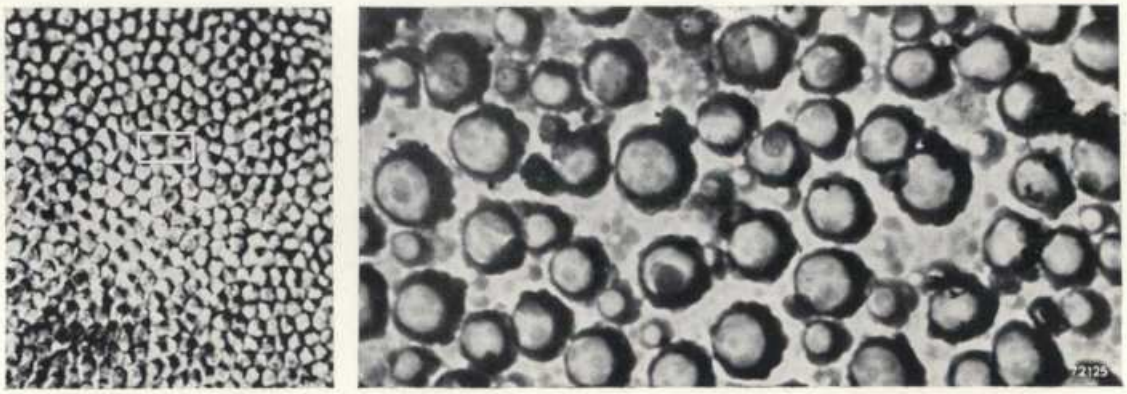


Fig. 14. *a*) Foto van een stukje van het netvlies van het menselijk oog, 750'× vergroot. (Overgenomen uit: S. L. Polyak, The Retina, Univ. Chicago Press, Chicago 1941.) *b*) Stukje van de plaat van een iconoscoop, gefotografeerd met de electronenmicroscoop. Vergroting 11 000 ×. Het afgebeelde stukje is even groot als het in (*a*) door een rechthoekje omlijste stuk netvlies.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

signaal in deze buizen te bewerkstelligen, moet men enige op zichzelf reeds ingewikkelde electronische mechanismen op correcte wijze laten samenwerken, hetgeen tot gevolg heeft dat het vervaardigen van dit soort buizen geen sinecure is. Evenals bij andere buizen het geval is, tracht men bij de verdere ontwikkeling de buizen kleinere afmetingen te geven, waardoor o.a. het lichtoptische deel gunstiger kan worden gedimensionneerd, een grotere scherptediepte wordt verkregen en goedkopere lenzenstelsels kunnen worden gebruikt. Het is niet onwaarschijnlijk dat men in de toekomst voor het verkrijgen van een grote gevoeligheid in dit soort buizen in plaats van foto-emissie meer gebruik zal gaan maken van het effect der fotogeleiding, waarmede een quantumrendement hoger dan de eenheid bereikbaar is. Ook het verschijnsel der geïnduceerde geleiding in isolatoren biedt mogelijkheden voor toepassing in deze buizen [25]).

Slot

Slechts enkele fragmenten uit het grote gebied der electronenbuizen zijn in het bovenstaande behandeld. Belangrijke gebieden, zoals die der tel- en geheugenbuizen, met gas gevulde buizen, schakelbuizen, buizen voor physisch onderzoek en voor industriële toepassingen en vele andere, zijn in deze beschouwingen onbesproken gelaten. Van de meeste van deze gebieden is de exploratie nog in volle gang, en er worden dagelijks nieuwe vondsten gedaan. De grenzen der mogelijkheden met electronenbuizen zijn nog onzichtbaar; na een halve eeuw research en ontwikkeling openen zich nog voortdurend nieuwe perspectieven.

LITERATUUR

De literatuuraanhalingen die bij deze bewerking van Prof. Jonker's rede zijn toegevoegd, hebben niet in het minst de pretentie een volledig overzicht of ook maar een representatieve doorsnede van de bestaande literatuur op het behandelde gebied te geven. Uiteraard is bij de keuze het werk, verricht in het Natuurkundig Laboratorium te Eindhoven, enigszins op de voorgrond geplaatst.

1) R. C. Coile, Proc. I.R.E. **38**, 1380-1384, 1950.
2) U.S. Patent No. 879 532, ingediend 29 Januari 1907, verleend 18 Februari 1908.
3) Franklin Inst. State Penn. for the Prom. Mech. Arts, Comm. Sci. Arts, Rep. No. 3087, 8 Jan. 1941, p. 3-4.
4) Zie bijv. A. van Sluiters, Electronica in de industrie, Uitg. Diligentia, Amsterdam 1948.
5) M. Chodorow, E. L. Ginzton, I. Neilsen en S. Sonkin, I.R.E. National Convention, New York, Maart 1950.
6) J. L. H. Jonker, Electrotechniek **29**, 93-99, 1951 (overzicht van de ontwikkeling).
7) J. L. H. Jonker, Wireless Eng. **16**, 274-286, 344-349, 1939; A. J. Heins van der Ven, Wireless Eng. **16**, 383-390, 444-452, 1939.
8) C. L. Fortescue en S. W. Farnsworth, Proc. Amer. Inst. El. Eng. **32**, 757-772, 1913 (principe van de electrolytische trog).
G. Hepp, Philips techn. T. **4**, 235-242, 1939 (beschrijving van electrolytische trog).
P. H. J. A. Kleijnen, Philips techn. T. **2**, 338-345, 1937 (methode van het rubbervlies).
Voor toepassing en resultaten der methodes, zie o.a. J. L. H. Jonker, Philips techn. T. **5**, 135-144, 1940; J. L. H. Jonker en B. D. H. Tellegen, Philips Res. Rep. **1**, 13-32, 1945; J. L. H. Jonker, Philips Res. Rep. **1**, 331-338, 1946; **4**, 357-365, 1949; **6**, 1-13, 1951.
9) J. L. H. Jonker en A. J. W. M. van Overbeek, Philips techn. T. **11**, 33-43, 1949.
10) F. Prakke, J. L. H. Jonker en M. J. O. Strutt, Wireless Eng. **16**, 224-230, 1939; G. Alma en F. Prakke, Philips techn. T. **8**, 289-296, 1946.
11) R. M. Cohen, R.C.A. Rev. **12**, 3-25, 1951.
12) E. G. Dorgelo, Electrotechniek **28**, 43-48, 1950 en **29**, 122-128, 1951. Voor een overzicht zie bijv. J. P. Heyboer, Transmitting valves, herzien door P. Zijlstra, Philips Techn. Bibl. 1951.
13) H. de Brey en H. Rinia, Philips techn. T. **9**, 172-179, 1947 (luchtkoeling); M. J. Snijders, Philips techn. T. **10**, 240-247, 1948 (waterkoeling).
14) Samenvattende artikelen hierover: W. Gordy, Rev. mod. Phys. **20**, 668-717, 1948; D. K. Coles, Adv. in Electronics **2**, 299-362, 1950.
15) M. J. O. Strutt en A. van der Ziel, Proc. I.R.E. **26**, 1011-1032, 1938.
16) Zie bijv.: C. G. A. von Lindern en G. de Vries, Philips techn. T. **6**, 217-224, 1941 (dooskringen); **6**, 241-250, 1941 (Lecherleidingen); **8**, 149-160, 1946 (platte trilholten). G. de Vries, Philips techn. T. **9**, 73-84, 1947 (trilholten). W. Opechowski, Philips techn. T. **10**, 14-26 en 46-54, 1948 (golfpijpen).
S. Millman, Proc. I.R.E. **39**, 1035-1043, 1951 (staafvormige resonatoren).
17) J. A. Morton en R. M. Ryder, Bell Syst. techn. J. **29**, 496-530, 1950.
18) E. A. Coomes, J. appl. Phys. **17**, 647-654, 1946; M. A. Pomerantz, Proc. I.R.E. **34**, 903-910, 1946.
19) H. J. Lemmens, M. J. Jansen en R. Loosjes, Philips techn. T. **11**, 349-358, 1949.
20) Over magnetrons zie: J. B. Fisk, H. D. Hagstrum en P. L. Hartman, Bell Syst. techn. J. **25**, 167-348, 1946; een eenvoudige samenvatting geeft J. Verweel, Philips techn. T. **14**, 50-64, 1952 (No. 2).
Over klystrons zie bijv. D. R. Hamilton, J. K. Knipp en J. B. H. Kuper, Klystrons and microwave triodes, McGraw Hill, New York 1948; Verder ook: B. B. van Iperen, Philips techn. T. **13**, 181-195, 1951 (No. 7).
Over lopende-golfbuizen: R. Kompfner, Wireless Eng. **24**, 255-266, 1947; J. R. Pierce en L. M. Field, Proc. I.R.E. **35**, 108-111, 1947. Verder ook: B. B. van Iperen, Philips techn. T. **11**, 225-235, 1949.
Nog andere systemen zie bijv.: L. M. Field, Electronics **23**, Januari 1950, 100-104.
21) J. A. Klein, J. H. N. Loubser, A. H. Nethercot Jr. en C. H. Townes, Rev. sci. Instr. **23**, 78-82, 1952 (No. 2).
22) H. P. Steier, J. Kelar, C. Y. Lattimer en R. D. Faulkner, R.C.A. Rev. **10**, 43-58, 1949.
23) P. M. van Alphen, H. Rinia, J. de Gier, G. J. Siezen, F. Kerkhof en J. Haantjes, Philips techn. T. **10**, 97-106, 129-136, 157-166, 307-317 en 364-370, 1948.
24) V. K. Zworykin, Proc. I.R.E. **22**, 16-32, 1934 (iconoscoop); H. Iams, G. A. Morton en V. K. Zworykin, Proc. I.R.E. **27**, 541-547, 1939 (beeldiconoscoop); A. Rose en H. Iams, R.C.A. Rev. **4**, 186-199, 1939 (orthicon); A. Rose, P. K. Weimer en H. B. Law, Proc. I.R.E. **34**, 424-432, 1946 (beeldorthicon).
Zie ook P. Schagen, H. Bruining en J. C. Francken, Philips techn. T. **13**, 71-85, 1951 (No. 3).
25) P. K. Weimer, S. V. Forgue en R. R. Goodrich, R. C. A. Rev. **12**, 306-313, 1951 (fotogeleiding); L. Pensak, Phys. Rev. **75**, 472-478, 1949 (geïnduceerde geleiding).

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

LEVENSDUURPROEVEN IN DE ELECTRONENBUIZENFABRIEK

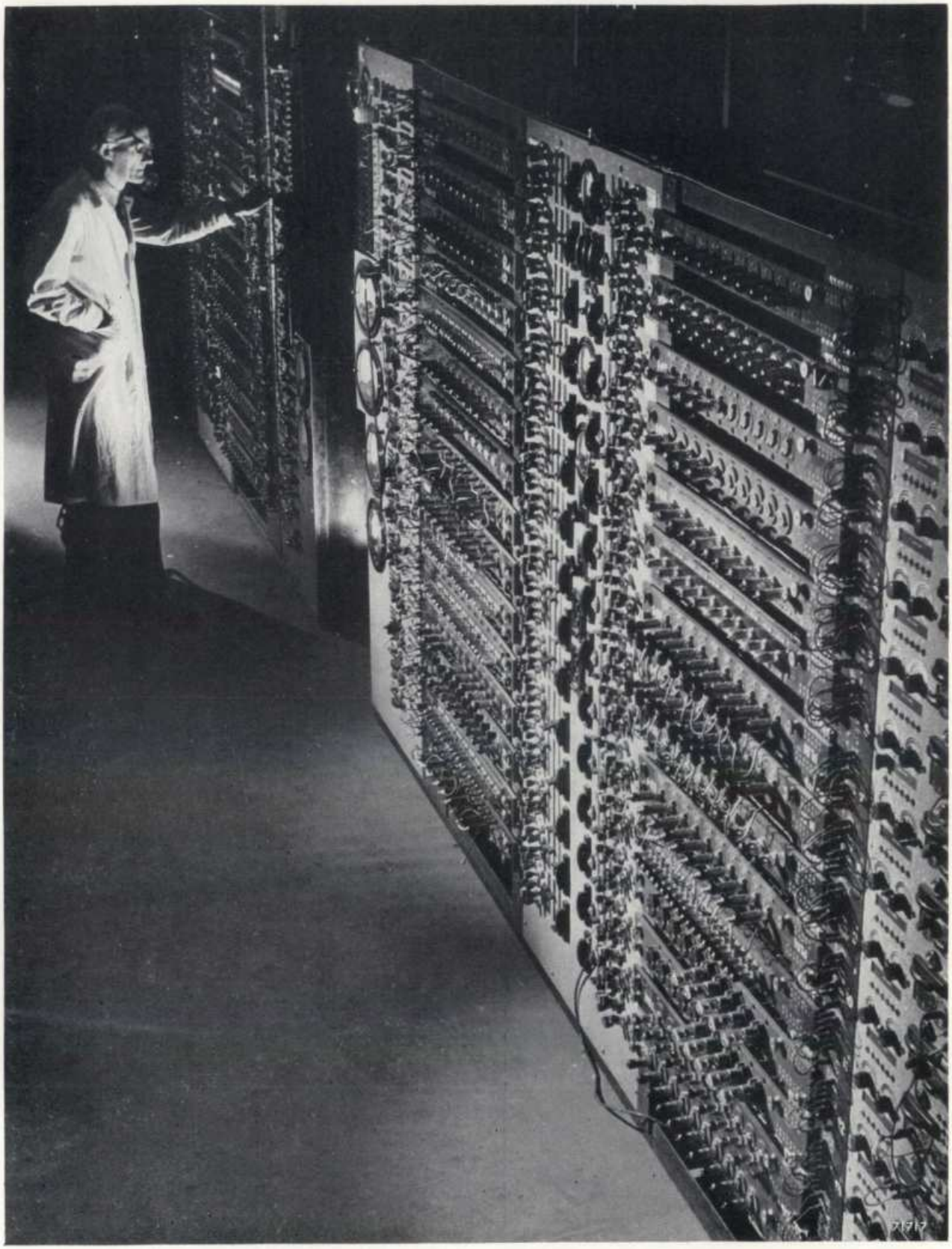


Foto Walter Nürnberg

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

EEN INSTRUMENT VOOR HET METEN VAN COMPLEXE SPANNINGSVERHOUDINGEN BIJ FREQUENTIES VAN 1 TOT 100 MHz

door G. THIRUP.

621.317.34:621.396.645

In het begin van de versterkertechniek was de enige karakteristiek die men beschouwde, de kromme die de amplitude als functie van de frequentie weergeeft; voor een goede weergeving van spraak en muziek bijv. streefde men er naar, deze kromme in het gebied van de audiofrequenties een vlak verloop te geven. Later echter werd het duidelijk dat fazevervorming niet buiten beschouwing mocht blijven; impulssystemen, televisiesignalen enz. vereisen namelijk een vormgetrouwe overdracht, en deze is door vlakheid van de amplitudekarakteristiek geenszins gegarandeerd. Bovendien heeft de toeneming van het gebruik van terugkoppeling in versterkers het nodig gemaakt, de stabiliteit van zulke versterkers te onderzoeken. In beide gevallen komt het aan op de complexe verhouding van twee spanningen.

Het hier beschreven instrument, waarmee zulke verhoudingen kunnen worden gemeten, werd ontworpen in het bijzonder voor het onderzoek van de stabiliteit van versterkers, over een veel groter frequentiegebied dan tot dusverre mogelijk was. Het is ontwikkeld voor gebruik in het Philips Natuurkundig Laboratorium en is niet in de handel verkrijgbaar.

Een communicatiesysteem bestaat in het algemeen uit een signaalbron, een transmissiesysteem en een „ontvanger", die kan worden voorgesteld door een belastingsimpedantie. Het transmissiesysteem — dat we lineair zullen onderstellen — is gekenmerkt door de verhouding tussen een aangelegde sinusvormige ingangspanning en de daardoor opgewekte uitgangspanning. Deze verhouding is in het algemeen complex en een functie van de frequentie. De numerieke waarde van de verhouding — de modulus — is gemakkelijk te meten door middel van voltmeters, of door een geijkte variabele verzwakker tussen te schakelen en de verhouding tot een gegeven waarde terug te brengen. Voor vele doeleinden kan men met een aldus gemeten karakteristiek van de amplitude als functie van de frequentie volstaan. In andere gevallen echter is het essentieel dat men ook het fazeverschil tussen de ingang- en de uitgangspanning kent, als functie van de frequentie.

Indien het over te brengen ingangsignaal bestaat uit componenten met verschillende frequenties en het ontvangen signaal dezelfde vorm moet hebben als het ingangsignaal — zoals bijv. in een videoversterker — dan zijn de voorwaarden waaraan dient te worden voldaan:

1) de amplitudekarakteristiek moet vlak zijn over het betrokken frequentiegebied [1]), en
2) alle componenten met verschillende frequenties moeten dezelfde vertraging ondergaan.

Deze laatste voorwaarde betekent dat het fazeverschil tussen sinusvormige ingang- en uitgangspanningen evenredig met de frequentie moet zijn.

Bij een communicatiesysteem met een zekere bandbreedte, bijv. 4 MHz, is het in het algemeen voldoende als men de amplitude- en de fazekarakteristiek kent in deze band en in een klein gebied ter weerszijden ervan. Bij een bepaalde schakel in zulke systemen is daarentegen een veel groter gebied van meetfrequenties noodzakelijk, en wel bij de teruggekoppelde versterker. De versterker zelf en het terugkoppelnetwerk vormen tezamen een gesloten keten. Knipt men deze ergens open en zet men de verhouding van de spanningen aan de door het openknippen verkregen ingangs- en uitgangsklemmen uit in het complexe vlak, dan ontstaat het diagram van Nyquist, dat inlichtingen verschaft omtrent de stabiliteit van de versterker [2]). Deze Nyquist-kromme nu moet worden onderzocht in een frequentiegebied dat aan weerskanten ver uitgaat buiten de band waarvoor de versterker is ontworpen, en wel van een frequentie ongeveer 0,1 tot 0,05 maal de benedengrens van de band tot een frequentie omstreeks 10 tot 20 maal de bovengrens (*fig. 1*). Metingen aan het benedeneinde van de band leveren meestal geen moeilijkheden op. Dikwijls kunnen zij zelfs achterwege worden gelaten en vervangen door berekening, daar voor vrij lage

[1]) Juister gezegd: ze moet een kromme van Gauss zijn. Zie bijv. G. E. Valley en H. Wallman, Vacuum tube amplifiers, Appendix A, Radiation Lab. Series 18, Mc.Graw Hill, New York 1948.

[2]) H. Nyquist, Regeneration theory, Bell Syst. techn. J. **11**, 126-147, 1932.
B. D. H. Tellegen, Philips techn. T. **2**, 292, 1947.
H. W. Bode, Network analysis and feedback amplifier design (hoofdstuk 8), D. van Nostrand, New York 1945.
F. Strecker, Die elektrische Selbsterregung, Hirzel, Stuttgart 1947.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

frequenties de netwerkconstanten meestal nauwkeurig genoeg bekend zijn. Aan het boveneinde van het gebied echter mogen parasitaire capaciteiten en looptijden niet worden verwaarloosd, hetgeen de berekening zo niet onmogelijk, dan toch ingewikkeld en minder betrouwbaar maakt. Daardoor is men hier vooral aangewezen op metingen. Het hieronder beschreven instrument is ontworpen voor het opnemen van de Nyquist-kromme aan de kant van de hoge frequenties. Het meetfrequentiegebied strekt zich uit van 1 tot 100 MHz.

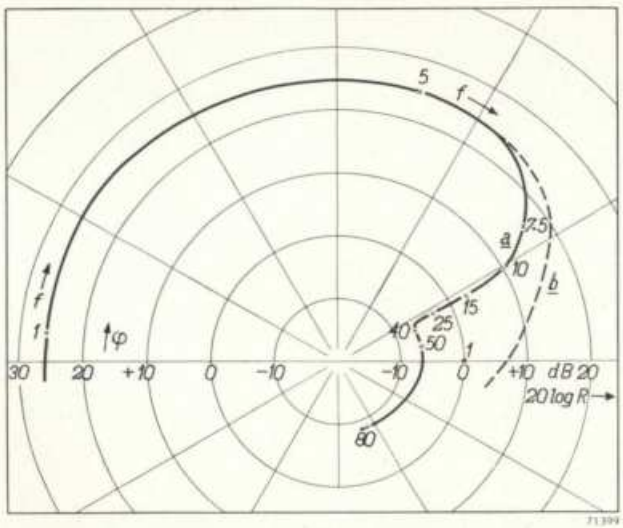


Fig. 1. De complexe spanningsverhouding van twee teruggekoppelde versterkers is uitgezet in het complexe vlak. Volgens het criterium van Nyquist is de versterker met de kromme *a*, die het punt 1 niet omvat, stabiel, en de andere, met de kromme *b*, die het punt 1 wel omvat, instabiel.

Langs de kromme zijn enige waarden van de frequentie *f* uitgezet in MHz. 1 en 5 MHz zijn bijv. de grenzen van de band waarvoor de versterkers zijn bestemd. Om het beslissende gedeelte van de Nyquist-kromme te zien te krijgen moet men met de meetfrequenties veel hoger gaan dan de bovenste grens van de band.

Algemene beschrijving en theoretische beschouwingen

Keuze van de meetmethode

Een instrument voor het meten van complexe spanningsverhoudingen is voor ontwikkelingswerk pas geschikt indien het voldoet aan bepaalde practische eisen. Zo is het zeer wenselijk dat de meetfrequentie kan worden gewijzigd door middel van slechts één knop, en dat de complexe verhouding op schalen kan worden afgelezen, hetzij in de vorm $x + jy$, hetzij als modulus R en fazehoek φ. De nauwkeurigheid moet beter zijn dan 0,2 dB in R en 2° in φ. Bij de zeer hoge frequenties in kwestie mag men geen willekeurige leidingen gebruiken tussen de punten waarvan men de spanningen wil vergelijken enerzijds en het instrument anderzijds. Daarom moet het instrument zijn voorzien van twee kabels die elk eindigen in een zg. meetkop. Deze moet een ingangsimpedantie hebben die zo hoog is dat ze een verwaarloosbare belasting vormt voor het punt waarop de meetkop wordt aangesloten.

Verschillende methodes voor het meten van complexe spanningsverhoudingen zijn bestudeerd door Lévy [3]). De nodige nauwkeurigheid kan het best worden verkregen met een compensatiemethode, aangezien men daarbij geen voltmeters behoeft af te lezen (dikwijls een belangrijke bron van fouten!). Een eenvoudige en nauwkeurige compensatiemethode is alleen toe te passen bij een vaste en niet te hoge frequentie. Dit is echter niet noodzakelijkerwijze een beperking ten aanzien van de meetfrequentie, daar deze frequentie (f_m) met behulp van een andere frequentie (hulpfrequentie, f_a) kan worden geconverteerd in een vaste middenfrequentie $f_i = f_a - f_m$ die lager is dan de laagste meetfrequentie [4]). Na de frequentieconversie heeft men dezelfde complexe spanningsverhouding als er vóór, mits de twee mengkringen gelijk zijn.

Laat $v_1 = V_1 \cos \omega_m t$ de ingangspanning van het onderzochte netwerk zijn en $v_2 = V_2 \cos (\omega_m t + \varphi)$ de uitgangspanning. $\omega_m = 2\pi f_m$. Dan is V_2/V_1 de te meten amplitudeverhouding en φ het te meten fazeverschil. $v_3 = V_3 \cos (\omega_a t + \psi)$ zij een hulpspanning met de frequentie $f_a = \omega_a/2\pi > f_m$; ψ is een willekeurige fazehoek.

Bij mengen van v_1 en v_3 ontstaat o.a. een spanning u_1:

$$u_1 = V_1 f_{13}(V_3) \cos (\omega_i t - \psi),$$

en bij mengen van v_2 en v_3 onstaat o.a. een spanning u_2:

$$u_2 = V_2 f_{23}(V_3) \cos (\omega_i t + \varphi - \psi).$$

Hierin is $\omega_i = \omega_a - \omega_m$. Zijn de beide mengkringen gelijk, dan is $f_{13}(V_3) = f_{23}(V_3)$. Het is duidelijk dat dan u_2 en u_1 dezelfde amplitudeverhouding ($= V_2/V_1$) en hetzelfde fazeverschil (φ) hebben als de oorspronkelijke spanningen v_2 en v_1. De frequentie $f_i = \omega_i/2\pi$ van u_1 en u_2 echter kan veel lager dan f_m worden gemaakt.

Aan dit behoud van de complexe spanningsverhouding is het te danken dat men het onderzoek kan doen met een variabele en zeer hoge frequentie f_m, terwijl het compenseren gebeurt bij een vaste en lagere frequentie f_i. Op dit principe berust het te beschrijven instrument.

Voor de frequentieconversie heeft men twee generatoren nodig, nl. voor het leveren van een signaal met de meetfrequentie f_m resp. de hulpfrequentie f_a, welke frequenties een constant bedrag f_i moeten verschillen. Het vinden van een practische oplossing voor de constructie van deze generatoren, met de nodige constantheid van het frequentieverschil f_i,

[3]) M. Lévy, Methods and apparatus for measuring phase distortion, Electr. Communication **18**, 206-228, 1940.

[4]) E. Peterson, J. G. Kreer en L. A. Ware, Bell Syst. techn. J. **13**, 680-700, 1934.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

was een van de voornaamste problemen. Een ander was het vermijden van storende effecten, die fouten in de metingen zouden veroorzaken; kwesties die hierop betrekking hebben, worden behandeld in het Aanhangsel van dit artikel. In de derde plaats kunnen we noemen het ontwerpen van een nieuwe fazeverschuiver, gebruikt bij het compenseren van de middenfrequente spanningen.

Het instrument kan logisch worden verdeeld in een gedeelte voor hoge frequenties, omvattende de generatoren, de mengkringen, enz., en een gedeelte voor midden- (en lage) frequenties, dat bestaat uit de inrichtingen voor de compensatie en de indicatie.

Gedeelte voor hoge frequenties

Tot het produceren van twee frequenties die een ongeveer constant bedrag verschillen, kan men de afstemcondensatoren van twee buisoscillatoren mechanisch met elkaar koppelen, vgl. bijv. de koppeling tussen de locale oscillator en de afstemkringen van een gewone superheterodyne-ontvanger. In ons geval echter, waar voor f_i de waarde 300 kHz is gekozen en de grootste afwijking slechts 0,5 kHz mag bedragen, zou een mechanische koppeling niet de noodzakelijke constantheid van frequentieverschil verschaffen; waarom de tolerantie in f_i zo klein is, zal aanstonds blijken.

Fig. 2 toont het beginsel waarop de gekozen oplossing berust. De generatoren G_1 en G_2 leveren de vaste frequentie 200,3 resp. 200,0 MHz. Hun frequentie wordt constant gehouden door kristaloscillatoren Q_1 en Q_2, die de frequentie 200,3/27 resp. 200,0/27 MHz opwekken. Deze frequenties worden met een factor 27 vergroot door de multiplicatoren Mu_1, Mu_2. Een andere oscillator, O_v, heeft een frequentie f_v die variabel is van 201,3 tot 300,3 MHz. O_v is gekoppeld zowel met O_1 als met O_2, die tevens fungeren als mengtrap. Een van de mengproducten van O_1 heeft de frequentie (f_v — 200,3) MHz, die dienst doet als meetfrequentie f_m. Daar f_v veranderlijk is van 201,3 tot 300,3 MHz, bestrijkt f_m een gebied van 1 tot 100 MHz. Op dezelfde wijze wordt van O_2 de hulpfrequentie f_a =

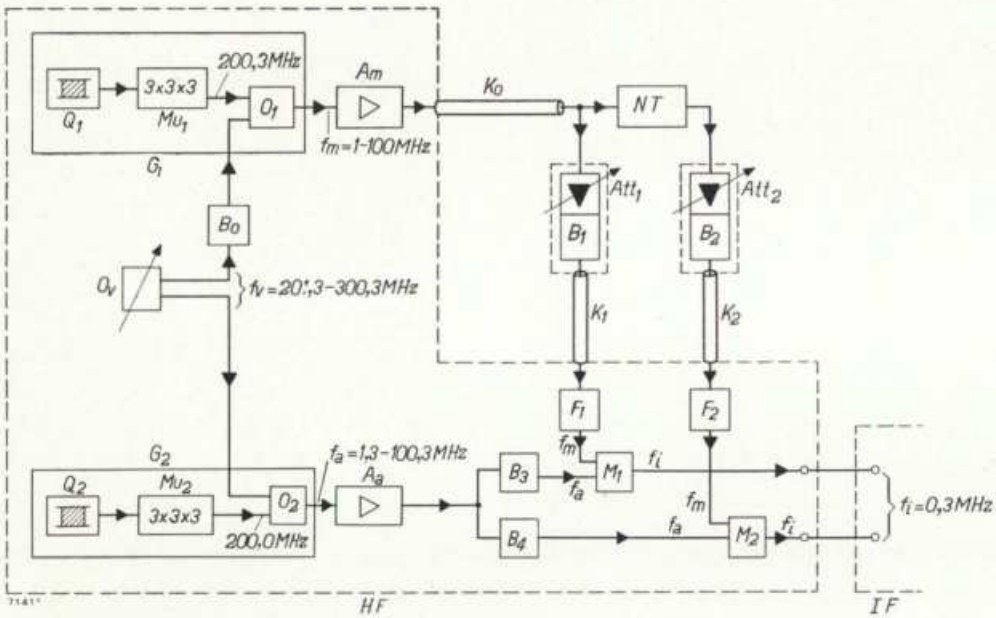


Fig. 2. Blokschema van het gedeelte voor hoge frequentie. G_1 generator, bevattende een kristaloscillator Q_1 en een frequentiemultiplicator Mu_1, die een oscillator O_1 synchroniseren op de frequentie 200,3 MHz. G_2 generator als G_1 doch met de frequentie 200,0 MHz. O_v oscillator met een frequentie f_v, variabel van 201,3 tot 300,3 MHz. Van O_1, die tevens werkt als mengkring, wordt de meetfrequentie f_m verkregen ($f_m = f_v$ — 200,3 MHz = 1 tot 100 MHz), en van O_2 een hulpfrequentie $f_a = f_v$ — 200,0 MHz. $f_i = f_a - f_m$ = 0,3 MHz = middenfrequentie.

A_m, A_a bredebandversterkers. K_0, K_1, K_2 coaxiale kabels. NT netwerk waaraan men meet. Att_1, Att_2 variabele verzwakkers. B_0, B_1, B_2, B_3, B_4 buffers. F_1, F_2 bandonderdrukkende filters. M_1, M_2 mengkringen.

De stippellijn HF geeft het gedeelte voor hoge frequentie aan voor zover gemonteerd op een paneel, de stippellijn IF het middenfrequentiegedeelte.

(f_v — 200,0) MHz verkregen. Deze vertoont met f_m een constant verschil van 0,3 MHz, d.i. de middenfrequentie f_i.

De uitgangspanningen van G_1 en G_2 worden versterkt door de bredebandversterkers A_m resp. A_a. Een kabel verbindt de uitgang van A_m met het te

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

onderzoeken netwerk. De ingang- en de uitgangspanning van dit netwerk worden elk via een verzwakker (Att_1, Att_2) gezet op een mengkring (M_1, M_2), waar zij worden gemengd met een spanning betrokken van de versterker A_a. Tussengeschakelde bufferkringen (B_1, B_2, B_3, B_4) voorkomen ongewenste koppelingen (zie Aanhangsel). De mengkringen leveren middenfrequente uitgangspanningen, die onderling worden vergeleken in het middenfrequentiegedeelte, dat in de volgende paragraaf wordt beschreven.

Middenfrequentiegedeelte

Zoals boven werd aangetoond, levert het gedeelte voor hoge frequentie twee uitgangspanningen, met de frequentie 0,3 MHz, waartussen dezelfde complexe verhouding bestaat als tussen de hoogfrequente ingang- en uitgangspanning van het onderzochte netwerk. In het middenfrequentiegedeelte nu verandert men van één der middenfrequente spanningen de amplitude en de faze zodanig dat ze de andere middenfrequente spanning juist compenseert. Dit laatste wordt op de volgende wijze geconstateerd. De som van de twee spanningen, die nul moet worden gemaakt, wordt gezet op de ingang van een versterker (A_{IF}, *fig. 3*). Met behulp van een zwevingsoscillator wordt de somspanning geconverteerd in een laagfrequente spanning, die hoorbaar wordt gemaakt met behulp van een audiofrequentieversterker en een luidspreker. Het verdwijnen van de zwevingstoon is de aanwijzing dat de som nul is geworden, dus dat de twee middenfrequente spanningen aan de ingang van de versterker A_{IF} elkaar compenseren. De amplitudeverandering en de fazeverschuiving die voor de compensatie nodig zijn, worden tot stand gebracht door middel van een variabele verzwakker Att_3 en een variabele fazeverschuiver Φ.

Op de schaal van elk dezer instrumenten kan worden afgelezen in welke verhouding de amplitude is veranderd, resp. met welk bedrag de faze

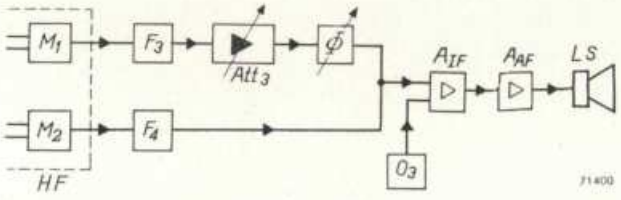


Fig. 3. Blokschema van het middenfrequentiegedeelte. F_3, F_4 laag doorlatende filters. Att_3 variabele verzwakker. Φ fazeverschuiver. A_{IF} middenfrequentieversterker. O_3 zwevingsoscillator. A_{AF} audiofrequentieversterker. LS luidspreker. M_1, M_2 mengkringen (zie fig. 2).

Att_3 en Φ worden zo ingesteld dat de zwevingstoon in de luidspreker verdwijnt; dan is de som van de twee middenfrequente spanningen nul geworden.

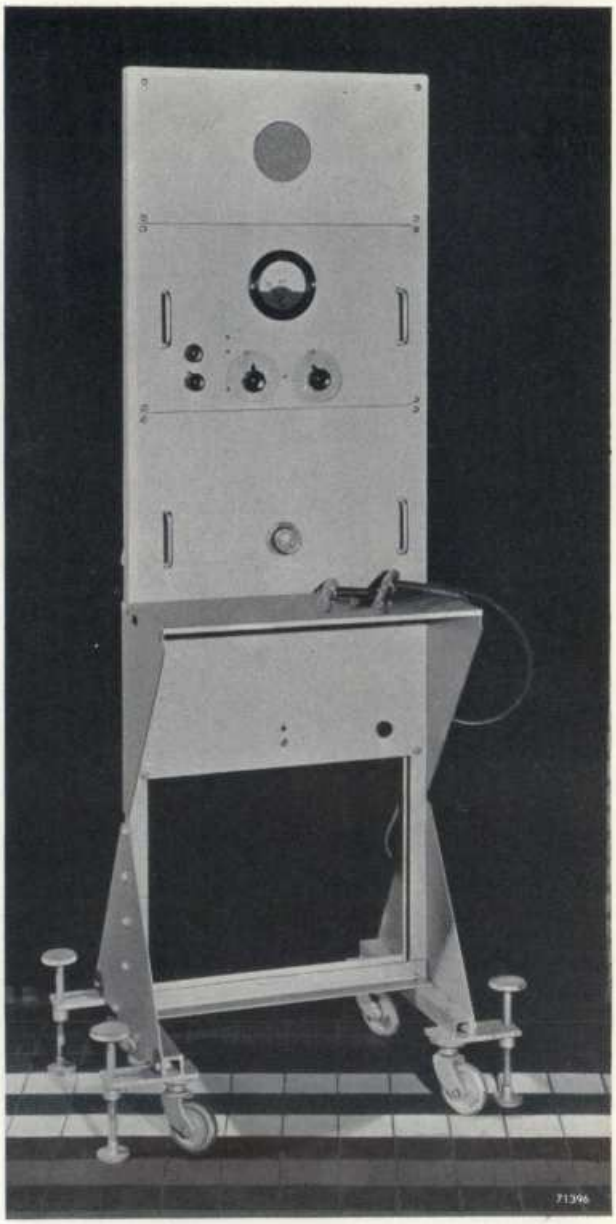


Fig. 4. Het volledige instrument. Van boven naar beneden: luidsprekerpaneel, middenfrequentiepaneel, hogefrequentiepaneel, tafel (met de twee meetkoppen), en voedingspaneel.

is verschoven. De eerste grootheid is gelijk aan de modulus R [5]), de tweede is de fazehoek φ van de complexe spanningsverhouding die we willen meten.

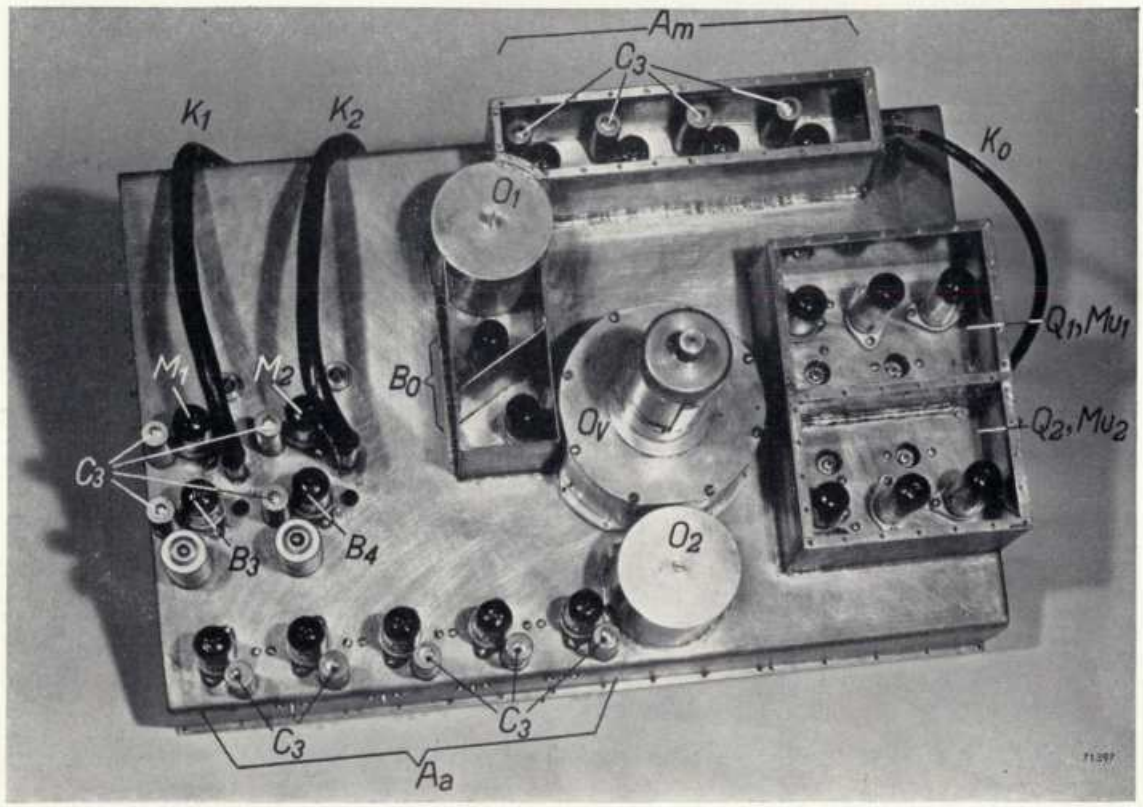
Grote voordelen van de hoorbare indicatie boven een zichtbare zijn deze dat fluittonen afkomstig van ongewenste mengproducten gemakkelijk kunnen worden onderscheiden van de goede zwevingstoon, en dat het ruisniveau minder invloed heeft.

Aan de ingangen van het middenfrequentiegedeelte bevinden zich gelijke filters (F_3, F_4), die de

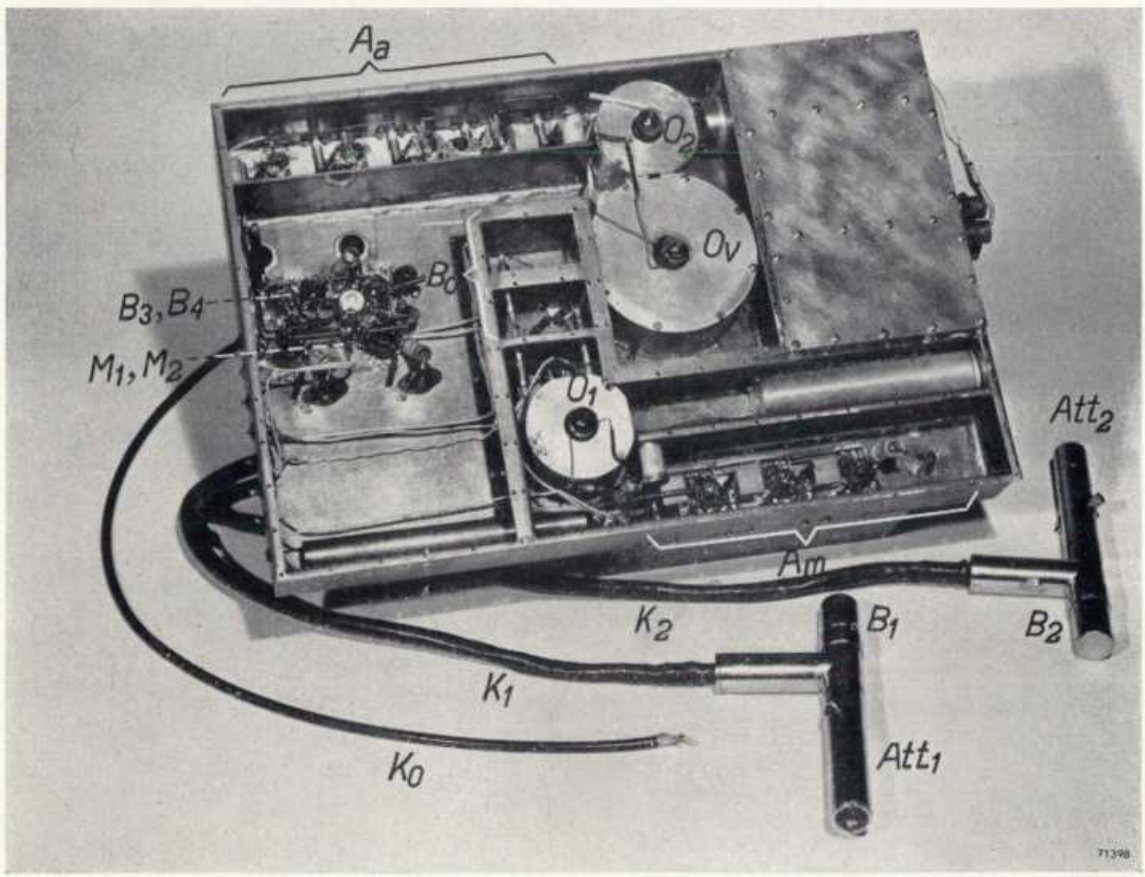
[5]) Hier werd ondersteld dat de verzwakkers Att_1 en Att_2 dezelfde verzwakking teweegbrachten. Indien Att_1 en Att_2 verschillende standen hebben — wat in het algemeen het geval zal zijn — moet het verschil in aflezing van Att_1 en Att_2 worden opgeteld bij de aflezing van Att_3.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023



a



b

Fig. 5. Chassis voor hoge frequentie (dekplaten weggenomen), (*a*) van voren, (*b*) van achteren gezien. C_3 overbruggingscondensatoren (zie fig. 7). Overige letters als in fig. 2.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

middenfrequentie f_i doorlaten en de hoge frequenties f_m en f_a, die aan de uitgang van de mengkringen altijd in zekere mate aanwezig zijn, tegenhouden.

De versterker A_{IF} is selectief. Daar hij uitsluitend dient voor het versterken van de som van twee spanningen die nul moet worden gemaakt, behoeft hij aan generlei faze- of amplitudevoorwaarden te voldoen.

De verzwakker Att_3 moet de bijzonderheid hebben dat de fazeverschuiving die hij introduceert constant is over het gehele verzwakkingsgebied (ditzelfde geldt trouwens ook voor de verzwakkers Att_1 en Att_2 van het hogefrequentiegedeelte, fig. 2), en de fazeverschuiver moet een eventuele verzwakking geven die onafhankelijk is van de stand.

Tot slot van deze algemene beschrijving geven wij in *fig. 4* een foto van het volledige instrument. In de volgende hoofdstukken worden enige constructieve bijzonderheden van de verschillende onderdelen besproken. Een enigszins afwijkende uitvoering, ontwikkeld door de Philips' Telecommunicatie-Industrie te Hilversum, wordt elders beschreven [6]).

Constructiedetails van het gedeelte voor hoge frequentie

Het gedeelte voor hoge frequentie bestaat uit een chassis, waarvan de voor- en de achterzijde zijn afgebeeld in *fig. 5a* en *b*, en uit twee meetkoppen (fig. 5*b*).

[6]) G. Thirup en F. A. Vitha, verschijnt binnenkort in Communication News.

Kristaloscillatoren en frequentiemultiplicatoren

De kristaloscillatoren Q_1 en Q_2 (fig. 2) werken op een frequentie van 200,3/27 MHz, resp. 200,0/27 MHz. Deze frequenties zijn enigszins afhankelijk van temperatuurwisselingen, maar waar het alleen op aan komt is het frequentie verschil. Om dit verschil zo constant mogelijk te houden, zijn de twee kwartskristallen geplaatst in een gemeenschappelijk blok messing, zodat zij zijn onderworpen aan dezelfde temperatuurveranderingen. Op deze wijze is het gelukt, f_i te houden tussen 299,5 en 300,5 kHz.

De multiplicatoren, van een geheel normaal type, bestaan elk uit drie trappen, ieder met een vermenigvuldigingsfactor 3. De eindbuis van iedere multiplicator is inductief gekoppeld met de trilholte van de bijbehorende oscillator, welke laatste aldus wordt gesynchroniseerd.

Oscillatoren

De gecombineerde oscillatormeng-kringen O_1 en O_2 en de oscillator O_v zijn van hetzelfde type, behalve dat O_v niet wordt gesynchroniseerd. De resonator (*fig. 6a*), een zg. dooskring, heeft een geconcentreerde capaciteit tussen de binnenwand *2* en de rand *6* van de plaat *5* die de voortzetting vormt van de binnenwand *1*. Verdere details zijn verklaard in het onderschrift van de figuur.

In de oscillatoren O_1 en O_2 werkt de oscilleerbuis tegelijk als mengbuis. De volgende oplossing is gevonden om O_v met O_2 te koppelen: de roosterkringen van O_2 zijn verlengd tot binnen de trilholte van O_v, zodat zij ten dele zowel het magnetische veld van O_v als van O_2 omvatten. Op soortgelijke wijze is O_v gekoppeld met O_1, met

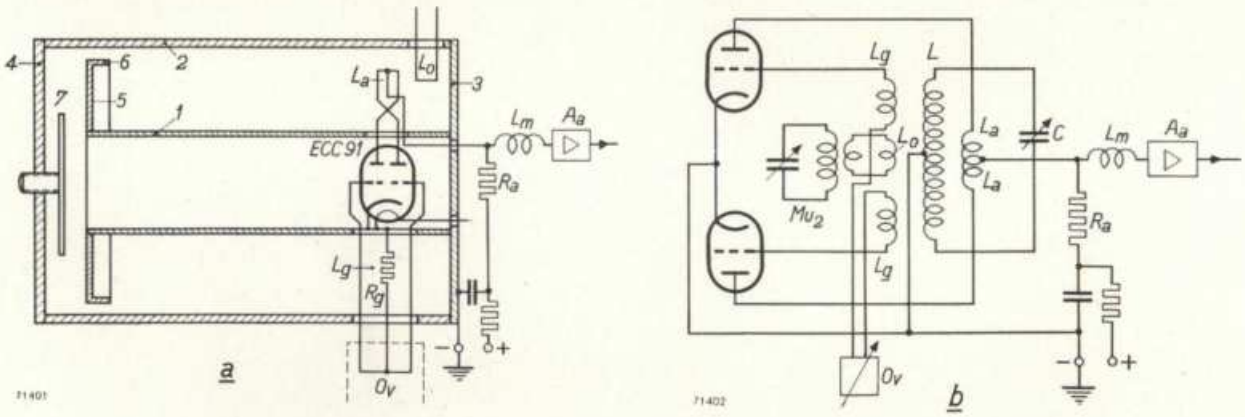


Fig. 6. *a*) Lengtedoorsnede van de oscillator O_2 (fig. 2). De cilinders *1* en *2* vormen met de bodem *3* en het deksel *4* een dooskring. *1* eindigt in een plaat *5* met een rand *6*, die met de buitencilinder *2* een condensator vormt. Ter correctie van de afstemming is een verplaatsbare plaat *7* aangebracht.

L_g roosterkringen, L_a anodekringen van een dubbele triode ECC 91 in balansschakeling. De kringen zijn gekoppeld met het veld in de dooskring. L_0 lus, aangesloten op de multiplicator Mu_2 (fig. 2), die de frequentie op de juiste waarde houdt (200,0 MHz). De lussen L_g steken buiten de dooskring uit en zijn gekoppeld met het veld van de oscillator O_v (fig. 2), dat de frequentie f_v heeft.

De uitgangspanning (frequentie $f_a = f_v - 200{,}0$ MHz) wordt afgenomen van de gemeenschappelijke anodeweerstand R_a en, via een spoel L_m, die de invloed van parasitaire capaciteiten tegengaat, gelegd aan de versterker A_a.
b) laat zien hoe het schema (*a*) zou worden indien in plaats van de dooskring een *L-C*-kring kon worden gebruikt.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

dien verstande echter dat hier een buffer (B_0) is tussengeschakeld. De spanningen die het veld in de roosterkringen induceert, komen in balansschakeling te staan op de roosters van de dubbele oscilleer- en mengbuis ECC 91; aan de uitgang echter staan de beide buishelften parallel [7]). Dit is te zien in fig. 6*a*, maar wellicht duidelijker in fig. 6*b*, waarin de dooskring is vervangen door elementen met geconcentreerde zelfinductie resp. capaciteit. In de uitgangspanning van O_1 en O_2 komen componenten voor met de frequenties $mf_v \pm n \times 200{,}3$ resp. $mf_v \pm n \times 200{,}0$ MHz, waarin, mits de schakeling volkomen symmetrisch is, m en n alleen oneven getallen zijn. In een asymmetrische schakeling daarentegen hebben m en n ook even waarden. Door te streven naar symmetrie raken we ongewenste frequenties dus grotendeels kwijt. Voor verdere bijzonderheden dienaangaande verwijzen we naar het Aanhangsel.

Bufferkring voor 200 tot 300 MHz (B_0)

Volgens fig. 2 is tussen de oscillatoren O_1 en O_v een bufferkring B_0 geschakeld. Het doel hiervan is, te voorkomen dat een van O_1 afkomstig signaal via O_v doordringt tot O_2. Indien namelijk een signaal met de frequentie 200,3 MHz O_2 bereikte, zou het zich daar mengen met het signaal van de frequentie 200,0 MHz en een „onecht" middenfrequent signaal vormen, dat de meting zou storen.

In de omgekeerde richting, van O_v naar O_1, moet de buffer signalen met de frequentie f_v, die loopt van 201,3 tot 300,3 MHz, goed doorlaten.

De buffer in kwestie bestaat uit twee triodes EC 80 [8]) in cascade, in roosterbasisschakeling. De overdrachtsadmittantie in de richting van kathode naar anode verhoudt zich, per trap, tot die in de andere richting ongeveer als $1 : \mu$, als μ de versterkingsfactor van de buis is. Bij de EC 80 is $\mu = 80$. De twee buizen in cascade leveren dus een verhouding van 6400 (76 dB), wat ruim voldoende is gebleken.

De buffer B_0 is te zien in het midden van fig. 5*a* en *b*.

Bredebandversterkers

De bandbreedte waarvoor de versterkers A_m en A_a (fig. 2) moeten zijn ingericht, is aanzienlijk, namelijk 100 MHz. Gelukkig behoeven aan de amplitude- en de fazekarakteristieken geen hoge eisen te worden gesteld: een afwijking van +3 of −3 dB ten opzichte van het vlakke, bij lage frequenties behorende, gedeelte van de amplitudekarakteristiek is toelaatbaar, en fazeverschuiving komt er in het geheel niet op aan.

Bij een gebruikelijke eentrapsversterker, met een weerstand R in de anodekring en een parasitaire capaciteit C parallel met R, is de frequentie waarbij de amplitudekarakteristiek 3 dB is gedaald, gelijk aan $1/(2\pi RC)$. Deze grens kan worden verhoogd door een spoel met een geschikt gekozen zelfinductie op te nemen in de leiding van de anode van de buis naar het rooster van de volgende buis [9]). Van deze eenvoudige maatregel wordt op verscheidene plaatsen in de schakeling gebruik gemaakt (bijv. L_m in fig. 6), doch men kan de versterker er niet een bandbreedte mee geven die voor ons doel groot genoeg is. Om te voldoen aan de eis hebben we gebruik gemaakt van een gecompliceerdere schakeling, afkomstig van Boghosian [10]). Deze is weergegeven in *fig.* 7. Met een penthode EF 42 (steilheid 9 mA/V) en $R = 200\ \Omega$ is de versterking per trap 1,8, en indien is voldaan aan de betrekkingen tussen de parameters vermeld in het onderschrift van fig. 7, is de amplitudekarakteristiek tot op een paar % na vlak bij frequenties tot 100 MHz. Vijf trappen kunnen in cascade worden geschakeld zonder dat bij hoge frequenties de versterking te veel afneemt.

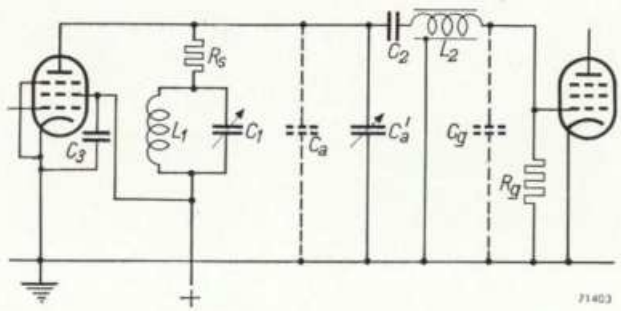


Fig. 7. Schakeling, afkomstig van Boghosian [10]), van een trap van de bredebandversterkers A_m en A_a (fig. 2). C_a is de anode- en bedradingscapaciteit, C_a' de capaciteit van een bijregelcondensator, C_g de ingangscapaciteit en R_g de ingangsweerstand van de volgende buis, C_2 een koppelcondensator en C_3 een overbruggingscondensator.

Voor goede werking moet zijn voldaan aan de volgende betrekkingen:

$$C_a + C_a' = \frac{1{,}6}{2\pi f_0 R_s}, \quad C_g = \frac{2{,}0}{2\pi f_0 R_s}, \quad C_1 = \frac{1{,}067}{2\pi f_0 R_s},$$

$$L_1 = \frac{2R_s}{2\pi f_0}, \quad L_2 = \frac{0{,}6R_s}{2\pi f_0}.$$

Hierin is f_0 een frequentie die 10% groter is dan de bandbreedte.

Om deze schakeling goed te laten werken moet men o.a. op het volgende letten. De spoel L_2 heeft een eigen capaciteit, die bij zeer hoge frequenties de reactantie groter maakt dan die van de zuivere zelfinductie. Deze moeilijkheid kan worden over-

[7]) Dit is een variant op een mengschakeling beschreven door A. van Weel, Philips techn. T. **8**, 193-198, 1946, in het bijzonder fig. 2.

[8]) K. Rodenhuis, Twee trioden voor het ontvangen van decimetergolven, Philips techn. T. **11**, 79-89, 1949.

[9]) Zie bijv. H. J. Lindenhovius, G. Arbelet en J. C. van der Breggen, Philips techn. T. **11**, 210-218, 1949.

[10]) Beschreven in hoofdstuk 17 van het in [2]) genoemde boek van H. W. Bode.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

wonnen door de spoel af te schermen, zodat de eigen capaciteit grotendeels parallel komt te staan met de capaciteiten C_a en C_g (zie fig. 7). Voorts moet de impedantie van de overbruggingscondensator C_3 klein zijn bij alle frequenties van 1 tot 100 MHz. Voor dit doel is een speciale condensator ontwikkeld, met papierdiëlectricum; de zelfinductie is zeer gering en resonanties in de windingen van de condensator zijn vermeden. De condensator is ondergebracht in een bus van messing, die de geaarde zijde vormt en die gesoldeerd is in een gat in het gestel dat zo dicht mogelijk is aangebracht bij het schermroostercontact van de buisvoet. Op deze wijze kan de zelfinductie van de overbrugging tussen dit contact en het gestel, via de condensator, zelfs kleiner worden gehouden dan de zelfinductie van de verbindingen binnen in de buis. In fig. 5*a* zijn deze condensatoren duidelijk zichtbaar.

De versterker A_m heeft vier trappen van het besproken type en ontwikkelt over de uitgangsweerstand van 70 Ω (karakteristieke impedantie van de kabel K_0) een spanning van maximaal 0,1 V. A_a, met vijf trappen en een hogere ingangspanning, levert 1,5 V op de buffers B_3 en B_4. Bij beide versterkers is in één van de kathodeleidingen een kring opgenomen die is afgestemd op de middenfrequentie f_i. Aldus ontstaat voor f_i een sterke tegenkoppeling, dwz. de versterking van ongewenste middenfrequente spanningen is gering (zie Aanhangsel).

Verzwakkers Att_1, Att_2 en buffers B_1, B_2

De ingangspanningen, met frequentie f_m, van de mengkringen M_1 en M_2 moeten niet te veel in niveau verschillen. De uitgangspanning van het onderzochte netwerk kan echter aanmerkelijk hoger of lager zijn dan de ingangspanning van dit netwerk. Indien we meten aan een versterker en f_m binnen het werkgebied ervan ligt, kan de uitgangspanning een 30 of 40 dB hoger zijn dan de ingangspanning. Ligt daarentegen f_m ver boven de normale frequentieband, dan zal het netwerk in de regel verzwakken, bijv. 10 dB. Ter compensatie van deze verschillen is een variabele verzwakker tussen iedere zijde van het netwerk en de bijbehorende mengkring onmisbaar. De verzwakkers die wij gebruiken zijn variabel in vijf stappen van 10 dB.

Het is onvermijdelijk dat deze verzwakkers een fazeverschuiving introduceren. Deze moet onafhankelijk zijn van de stand van de verzwakker. Dit kan het best worden benaderd met verzwakkers van het capacitieve type, die in hoofdzaak bestaan uit een potentiometer gevormd door twee condensatoren in serie (C_4 en $C_5 + C_6$, *fig. 8*). Om de verzwakking te variëren moet men één van deze capaciteiten veranderen. In het beschouwde geval, waar een hoge ingangsimpedantie wordt verlangd, verdient het gebruik van een (kleine) variabele seriecapaciteit de voorkeur.

In fig. 8 is C_4 de variabele seriecapaciteit van de verzwakker, C_5 de vaste capaciteit van de bedrading, L_3 de zelfinductie van de draden (buiten en binnen de buis), G_1 de conductantie van de roosterweerstand (incl. ingangsconductantie van de buis) en C_6 de ingangscapaciteit van de buis.

Aan het benedeneind van het meetfrequentiegebied (f_m in de buurt van 1 MHz) kan de invloed van L_3 — geschat op 0,05 μH — worden verwaarloosd. Voor de verhouding tussen de spanning v_g op het rooster van de bufferbuis en de ingangspanning v_i vinden we dan:

$$\frac{v_g}{v_i} = \frac{j\omega_m C_4}{G_1 + j\omega_m (C_4 + C_5 + C_6)}, \quad . \quad . \quad (1)$$

waarin $\omega_m = 2\pi f_m$. Bij deze vrij lage frequenties kan G_1 worden gelijkgesteld aan het reciproke van de roosterweerstand, $= 10^{-6}\ \Omega^{-1}$. Met $f_m = 1$ MHz, $C_5 = 2{,}5$ pF en $C_6 = 15$ pF vinden we uit (1), dat bij verandering van C_4 van 2,5 pF tot nul de fazeverschuiving minder dan 0,1° varieert — een bedrag dat verwaarloosbaar is.

Aan het boveneind van het meetfrequentiegebied kan de invloed van L_3 niet langer worden verwaarloosd. We vinden dan een ingewikkelder formule, en bovendien is G_1, in hoofdzaak als gevolg van

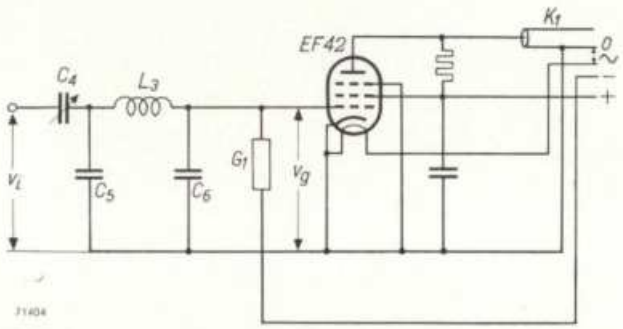


Fig. 8. Schema van de verzwakker Att_1 en de buffer B_1. C_4 variabele schuifcondensator. C_5 bedradingscapaciteit. L_3 bedradingszelfinductie. G_1 roosterlek en ingangsconductantie van de bufferbuis. C_6 ingangscapaciteit van deze buis. K_1 kabel (140 Ω).

zelfinductie in de kathodeleiding en van looptijdeffecten, afhankelijk van de frequentie. Bij $f_m =$ 100 MHz kan G_1 worden geschat op $10^{-3}\ \Omega^{-1}$. De verandering in de fazeverschuiving die we nu vinden door C_4 weer van 2,5 pF tot nul te variëren, is iets minder dan 1°, wat nog toelaatbaar is.

Voor een condensator met een maximale capaciteit van 2,5 pF en een minimale capaciteit klein genoeg om de nodige verzwakking van 50 dB te

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

verschaffen, is het schuiftype te verkiezen boven het draaitype. De verzwakker is gemaakt in de vorm van een meetkop [11]) (*fig. 9*). Samen met de bufferbuis is de variabele condensator ondergebracht in een geaarde metalen pijp. De ene, staafvormige, electrode staat vast en is verbonden met een uitstekende pen, die in contact moet worden gebracht met de ingangs- of uitgangsklem van het te onderzoeken netwerk. De andere, buisvormige, electrode kan heen en weer

Buffers B_3, B_4 en mengkringen M_1, M_2

De buffer B_3 en de mengkring M_1 (fig. 2) vormen een eenheid waarvan de schakeling is weergegeven in *fig. 10*. In elke keten wordt een penthode EF 42 gebruikt. In serie met de kabel die de verbinding met de meetkop tot stand brengt is een parallelkring L_4-C_7 opgenomen, die is afgestemd op f_i. Hij heeft de functie van bandfilter dat middenfrequente signalen onderdrukt (zie Aanhangsel). In de leiding van de anode van de bufferbuis naar het stuurrooster van de mengbuis is een zelfinductie L_5 geschakeld om het nadelige effect van parasitaire capaciteiten tegen te gaan [9]).

De trappen B_4 en M_2 zijn gelijk aan B_3 en M_1.

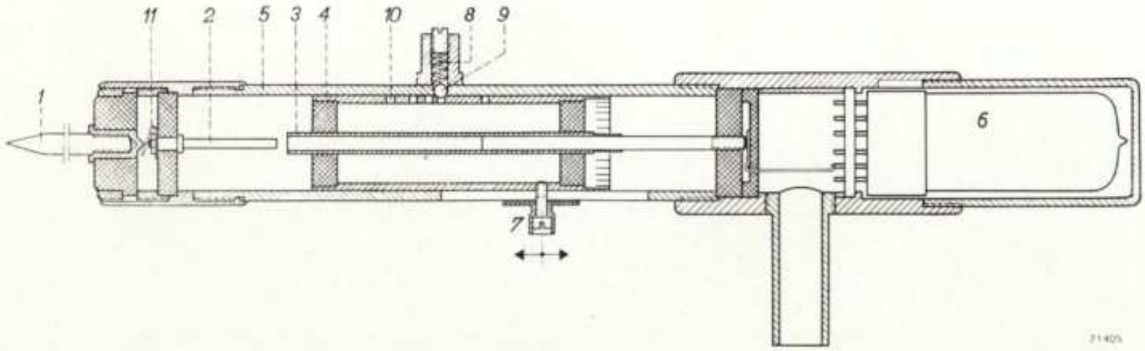


Fig. 9. Lengtedoorsnede van de meetkop (verzwakker en buffer, volgens fig. 8). *1* contactpen. *2* vaste electrode. *3* buisvormige electrode, bevestigd aan een slede *4*. *5* geaarde metalen pijp. *6* bufferbuis EF 42. *7* knop, waarmee de slede *4* wordt verschoven. *8* veer, die een stalen kogeltje *9* drukt in een van de gaatjes *10*, om de slede in een van de vijf geijkte standen te fixeren. Om te voorkomen dat door stoten tegen de pen *1* de ijking zou worden bedorven, wordt het contact tussen *1* en *2* tot stand gebracht door een bladveer *11*.

worden geschoven; bij grote capaciteiten (geringe verzwakkingen) schuift ze over de vaste electrode heen, bij kleine capaciteiten bevindt ze er zich verder of minder ver vandaan. Indien deze afstand groot wordt ten opzichte van de binnenmiddellijn van de pijp, verandert de verzwakking ongeveer exponentieel met de afstand (vgl. [9])).

In vijf geijkte standen, die een verzwakkingsgebied van 10 tot 50 dB bestrijken, drukt een veer een stalen kogeltje in een gaatje dat in het schuivende gedeelte is geboord; aldus wordt de stand gefixeerd.

De ingangscapaciteit is slechts 4,5 pF bij kleine en 2,0 pF bij grote verzwakking.

De schuivende electrode is verbonden met het stuurrooster van de bufferbuis, een penthode EF 42. De buis is aangesloten op een kabel met een karakteristieke impedantie van 140 Ω. Deze kabel verbindt de meetkop met het vaststaande gedeelte van de meetinrichting en bevat ook de leidingen voor gloeistroom- en gelijkstroomtoevoer.

Voor verdere bijzonderheden zij verwezen naar fig. 9.

[11]) Een soortgelijke capacitieve verzwakker, bedoeld voor het veranderen van het meetgebied van een buisvoltmeter voor hoge frequenties, is beschreven aan het slot van het in [9]) aangehaalde artikel.

Constructiedetails van het middenfrequentiegedeelte

Verzwakker Att_3

Door middel van de verzwakker Att_3 (fig. 3) worden de twee te vergelijken middenfrequente spanningen gelijk in amplitude gemaakt zonder dat daarbij de fazeverschuiving mag veranderen. Deze verzwakker bestaat uit een luchtcondensator C_{10} in combinatie met de andere onderdelen die in *fig. 11* zijn weergegeven.

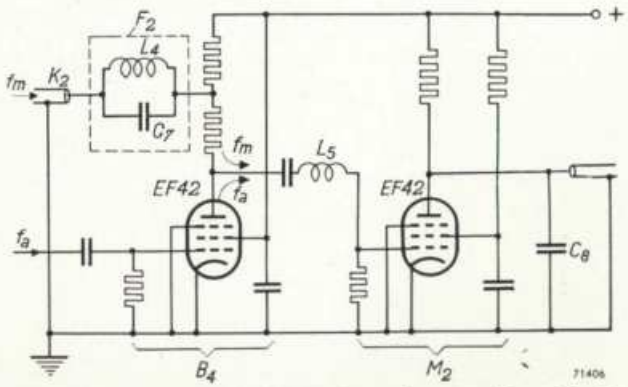


Fig. 10. Schema van de buffer B_4 en de mengkring M_2. K_2 kabel van de meetkop. L_4-C_7 filter (F_2 in fig. 2) dat de middenfrequentie f_i onderdrukt. L_5 spoel voor het tegengaan van de invloed van parasitaire capaciteiten. C_8 ingangscondensator van het laag doorlatende filter F_4 (fig. 3).

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

In tegenstelling tot de verzwakkers Att_1 en Att_2 (fig. 8) is nu de parallelcondensator (C_{10}) variabel en de seriecondensator (C_9) vast. De reden hiervan is als volgt. De gewenste maximale verzwakking van 20 dB kan worden verkregen met hetzij een parallelcondensator van max. 500 pF, hetzij een seriecondensator in de orde van 10 pF. De eerstgenoemde is een normaal type met draaibare platen, terwijl in het andere geval de geringe capaciteit een schuifbeweging nodig zou maken — vgl. fig. 9 — om de electrodes ver genoeg van elkaar te kunnen brengen. Voor montage op een paneel is het type met draaibare platen verre te verkiezen.

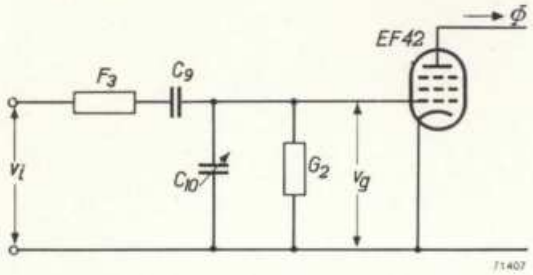


Fig. 11. Verzwakker Att_3 (fig. 3), in hoofdzaak bestaande uit een vaste condensator C_9 en een variabele condensator C_{10}. F_3 laag doorlatend filter. G_2 roosterlek- en ingangsconductantie van een penthode EF 42.

De frequentie is hier constant (0,3 MHz). Het filter F_3 (fig. 11) gedraagt zich als een weerstand van 900 Ω en de conductantie G_2 van de roosterweerstand is $10^{-6}\ \Omega^{-1}$. Bij een juiste keuze van C_9 en van de uiterste waarden van C_{10} (40 - 500 pF) kan de verzwakking worden gevarieerd over een gebied van 20 dB (afleesbaar op de schaal van C_{10}, terwijl de fazeverschuiving minder dan 0,5° verandert.

Fazeverschuiver

Het principe van de fazeverschuiver (Φ in fig. 3) is weergegeven in *fig. 12*. Twee identieke lussen, l_1 en l_2, zijn loodrecht op elkaar geplaatst en bevinden zich in een metalen pijp. Met behulp van de golfpijptheorie kan worden aangetoond dat indien de lussen worden doorlopen door wisselstromen die even groot zijn en onderling 90° in faze verschillen, er op voldoende grote afstand van de lussen een draaiend magnetisch veld met cirkelsymmetrie aanwezig is.

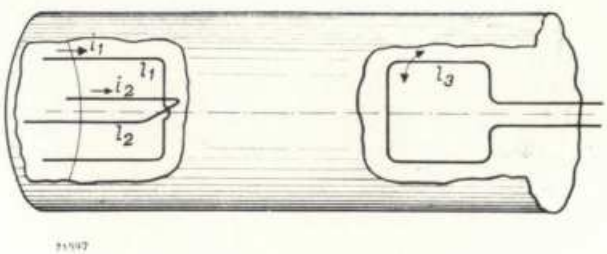


Fig. 12. Fazeverschuiver. Door twee identieke, loodrecht op elkaar in een ronde metalen pijp geplaatste lussen l_1 en l_2 lopen wisselstromen i_1 resp. i_2, die gelijk van amplitude zijn en onderling 90° in faze verschoven. Op enige afstand ontstaat een draaiend magnetisch veld met cirkelsymmetrie. Hierin is een draaibare lus l_3 geplaatst. In deze lus wordt een spanning geïnduceerd, die, als l_3 om de hartlijn wordt gedraaid, constant van amplitude blijft maar in faze wordt verschoven over een bedrag dat gelijk is aan de draaiingshoek.

In dit veld is een derde lus (l_3) geplaatst. De spanning die in deze lus wordt geïnduceerd is evenredig met de stromen in l_1 en l_2. Als l_3 om de hartlijn van de pijp wordt gedraaid, blijft de geïnduceerde spanning constant in grootte maar verschuift ze in faze met een bedrag gelijk aan de hoek waarover de lus is gedraaid.

Zoals we aanstonds zullen zien, worden de stromen voor l_1 en l_2 opgewekt met behulp van de in fig. 11 getekende buis. De spanning over l_3 kan in amplitude worden gevarieerd door de verzwakking van Att_3 te veranderen, en in faze worden verschoven door l_3 te draaien. Door middel van deze twee bewerkingen kan men de spanning in evenwicht brengen met de uitgangspanning van het filter F_4 (fig. 3).

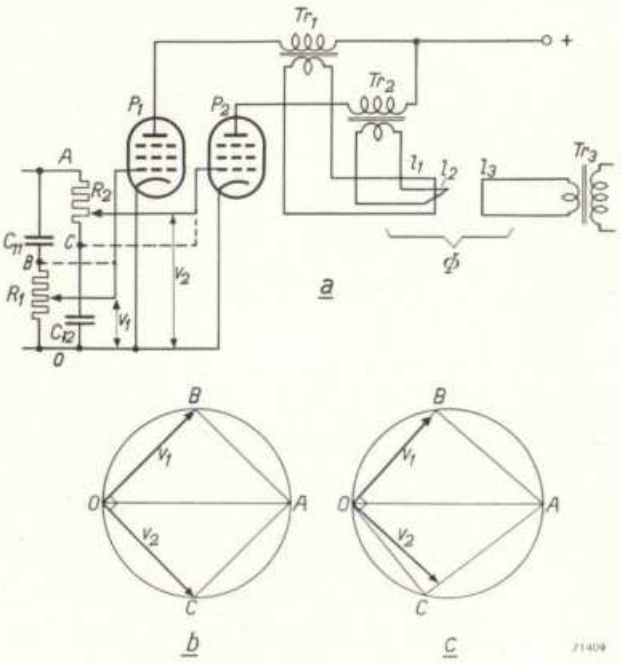


Fig. 13. *a*) Schakeling voor het opwekken van de stromen in de lussen l_1 en l_2 van de fazeverschuiver (fig. 12). R_1-C_{11}-R_2-C_{12} brugschakeling, gevoed door de penthode van fig. 11. P_1, P_2 twee andere penthodes EF 42. Tr_1, Tr_2 stroomtransformatoren. Tr_3 spanningstransformator (omhoogtransformerend). De transformatoren Tr_1, Tr_2 en Tr_3 hebben kernen van Ferroxcube. *b*) Indien $R_1 = R_2 = 1/(\omega_i C_{11}) = 1/(\omega_i C_{12})$, vormen de vectoren die de spanningen over de brugarmen voorstellen, een vierkant *OBAC*. De spanningen *OB* en *OC* kunnen dan dienst doen als roosterspanningen (v_1, v_2), zoals in (*a*) is voorgesteld door stippellijnen.
c) Om de nodige correcties te kunnen aanbrengen, heeft men de schakelelementen zo gekozen dat de hoek *BOC* iets groter is dan 90°, en worden de roosterspanningen v_1 en v_2 betrokken van een glijcontact op de weerstanden R_1 en R_2. Deze contacten kunnen zo worden ingesteld dat v_1 en v_2 dezelfde amplitude hebben en loodrecht op elkaar staan.

Te verklaren blijft nog hoe van de buis EF 42 in fig. 11 de stromen voor de lussen l_1 en l_2 worden verkregen. De buis voedt een brugschakeling C_{11}-R_1-C_{12}-R_2 (*fig. 13a*), van welke de roosterspanningen

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

voor twee penthodes, P_1 en P_2, worden afgenomen. Transformatoren in de anodekringen van P_1 en P_2 passen de hoge impedantie van de buizen aan bij de lage impedantie van de lussen (elke lus bestaat uit slechts één winding, om het aanstoten van ongewenste trillingswijzen in de golfpijp te vermijden).

Indien de weerstanden R_1 en R_2 en de capaciteiten C_{11} en C_{12} van de brug zo zijn gekozen dat $R_1 = R_2 = 1/(\omega_i C_{11}) = 1/(\omega_i C_{12})$, vormen de vectoren die de spanningen over de brugarmen voorstellen, een vierkant ($OBAC$, fig. 13*b*). De spanningen OB en OC zijn onderling dus 90° in faze verschoven en gelijk van amplitude. Gebruikt als roosterspanning voor de buizen P_1 en P_2, doen zij anodewisselstromen ontstaan die ook 90° met elkaar in faze verschillen en — mits de buizen dezelfde steilheid hebben — even groot zijn. De secundaire stromen van de transformatoren Tr_1 en Tr_2 kunnen derhalve worden geleid door de lussen l_1 resp. l_2. Aangezien echter de elementen van de brug en ook de middenfrequentie enigszins van de juiste waarde kunnen afwijken en de buizen onderling iets kunnen verschillen, moet men beschikken over middelen om voor deze afwijkingen te kunnen corrigeren. Daarom worden de roosterspanningen niet genomen van de punten B en C (fig. 13*a*) maar van een glijcontact op de weerstand R_1 resp. R_2. De waarden van de brugelementen zijn zo gekozen dat de hoek BOC (fig. 13*c*) wat groter is dan 90°. Door het glijcontact op R_1 te verschuiven verandert men de roosterspanning van buis P_1 in grootte maar niet in faze, en door verplaatsing van het glijcontact op R_2 varieert men de roosterspanning van P_2 in faze terwijl ze in amplitude nagenoeg constant blijft.

Het is met het oog op deze brugschakeling dat f_i tussen nauwe grenzen moet blijven (299,5-300,5 kHz).

Het instellen van de schakeling kan als volgt gebeuren. Een voltmeter wordt aangesloten op de secundaire spoel van een transformator Tr_3 die de in de lus l_3 geïnduceerde spanning omhoogtransformeert. Deze meter wordt afgelezen nadat l_3 is gedraaid in een stand evenwijdig met l_2. Dan wordt l_3 evenwijdig met l_1 gezet en het glijcontact op R_1 verschoven tot de voltmeter dezelfde uitslag geeft als bij de eerste aflezing. Indien l_3 nu over 360° wordt gedraaid, zal de spanning gedurende deze rotatie in het algemeen niet constant blijven, wegens het niet precies 90° in faze verschoven zijn van de stromen in l_1 en l_2. Zet men de voltmeteraflezing in poolcoördinaten uit als functie van de draaiingshoek, dan verkrijgt men een ellips. Door verschuiving van het glijcontact op R_2 stelt men nu het fazeverschil zo in dat de ellips een cirkel wordt.

Bij dit instellen kan een gering percentage aan tweede harmonischen al zeer storend zijn. Om deze reden kan men, in plaats van een voltmeter over Tr_3, beter gebruiken een milliampèremeter in serie met de diodedetector van de versterker A_{1F}. Deze milliampèremeter ziet men in fig. 4.

Andere onderdelen

De in lus l_3 geïnduceerde en door de transformator Tr_3 omhooggetransformeerde spanning wordt gelegd aan het stuurrooster van een penthode EF 42, en de uitgangspanning van het filter F_4 (fig. 3) aan het stuurrooster van een andere penthode EF 42. Daar de anodes van deze twee buizen parallel zijn geschakeld, ontstaat in de gemeenschappelijke anodeleiding een wisselstroom. Deze wordt nul indien de roosterspanningen gelijk in amplitude en tegengesteld in faze zijn, dwz. indien de twee middenfrequente spanningen die men wil vergelijken, in evenwicht zijn gebracht.

De rest van het middenfrequentiedeel en ook het gedeelte van lage frequentie gelijken zeer veel op de overeenkomstige delen van een normale omroepontvanger en behoeven hier dus niet te worden beschreven.

Correcties

Een tot dusverre slechts terloops genoemde voorwaarde waaraan moet zijn voldaan is, dat de kanalen Att_1-B_1-K_1-F_1-M_1 en Att_2-B_2-K_2-F_2-M_2 (fig. 2) gelijke transmissie-eigenschappen moeten hebben. Hetzelfde geldt voor de kanalen B_3-M_1 en B_4-M_2 (fig. 2) en voor de kanalen M_1-F_3-Att_3-Φ-A_{1F} en M_2-F_4-A_{1F} (fig. 3). Daarom zijn de corresponderende onderdelen in elk van deze kanalenparen zoveel mogelijk gelijk gemaakt in electrische eigenschappen. De buizen bijv. zijn uitgezocht op gelijke steilheid, en voor F_3 en F_4 zijn laag doorlatende filters (afsnijfrequentie 0,35 MHz) verkozen boven banddoorlatende, daar de transmissie-eigenschappen van de eerstgenoemde minder afhankelijk zijn van de temperatuur en van eventuele variaties in de middenfrequentie.

Alle zorg ten spijt blijven er echter kleine symmetrie-afwijkingen over, zoals kan worden geconstateerd door Att_2 in contact te brengen met hetzelfde punt als Att_1 en het instrument overigens op de normale wijze te gebruiken: dan zullen in de regel de middenfrequente spanningen niet in evenwicht zijn, wat zij wèl moesten zijn bij volkomen symmetrie. Deze resterende amplitudevervorming en fazevervorming zijn gemeten en uitgezet als functie van de frequentie. Uit de zo verkregen grafieken kunnen de bedragen worden afgelezen waarmee men, indien de uiterste nauwkeurigheid wordt verlangd, de schaalaflezingen moet corrigeren. De correcties zijn steeds kleiner dan 0,3 dB in de amplitudeverhouding, resp. kleiner dan 3° in de fazehoek. De amplitudecorrectie is ietwat veranderlijk in de tijd als gevolg van variaties in de buizen, maar met behulp van een bijstelpotentiometer kan men gemakkelijk de oorspronkelijke correctiekromme terugkrijgen. De fazecorrectie is in de loop van de tijd zo goed als constant.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

Aanhangsel: Onderdrukken van storende effecten

Van het beschreven instrument kan men alleen dan verwachten dat het goed zal werken indien de uiterste zorg is besteed aan het vermijden van storende invloeden, die tot foutieve meetresultaten zouden leiden. Deze storende effecten zijn gedeeltelijk te wijten aan de aanwezigheid van ongewenste koppelingen tussen de ingang en de uitgang van het in onderzoek zijnde netwerk, gedeeltelijk ook aan het optreden van ongewenste frequenties op bepaalde punten van de schakeling. Zoals uit het onderstaande overzicht zal blijken, bestaan de remedies in het aanbrengen van een afscherming en in het tussenvoegen van buffers en filters.

Noodzakelijkheid van de buffers B_1, B_2, B_3 en B_4

Waren de buffers B_1, B_2, B_3 en B_4 (fig. 2) niet aanwezig, dan zou via Att_1, F_1, F_2 en Att_2 een koppeling bestaan tussen de uitgang en de ingang van het onderzochte netwerk. Bij gevolg zou de meting niet worden uitgevoerd aan het oorspronkelijke netwerk maar aan dit netwerk plus de extra koppeling. Als middel om deze koppeling in de richting van de ingang naar de uitgang te voorkomen, zijn de buffers B_3 en B_2 in de keten opgenomen; het zijn netwerken die goed overdragen in de richting van de pijlen, maar in de andere richting aanzienlijk verzwakken. Dergelijke buffers, B_4 en B_1, voorkomen een koppeling van de uitgang naar de ingang.

Een tweede doel waarvoor de buffers B_1 en B_2 zijn aangebracht is, te verhinderen dat een signaal met de hulpfrequentie f_a, dat aanwezig is aan de ingang van de mengkringen M_1 en M_2, zou doordringen tot het netwerk waaraan men meet. Daar zou het namelijk door zijn grote amplitude de buizen doen werken in een niet-lineair gedeelte van de karakteristiek en aldus oorzaak zijn van het ontstaan van ongewenste mengproducten.

Noodzakelijkheid van de buffer B_0 en van de afscherming tussen de generatoren

Indien een signaal met de frequentie 200,0 MHz — aanwezig in de generator G_2 (fig. 2) — doordrong tot de oscillator-mengtrap O_1, zou het door menging met signalen met de frequenties 200,3 MHz en f_v leiden tot het optreden van verschillende ongewenste frequenties. Evenzo zou een signaal met de frequentie 200,3 MHz, indien het, van G_1 uit, O_2 bereikte, er oorzaak van zijn dat in O_2 ongewenste frequenties ontstonden. In de onderstaande *tabel* zijn de gewenste en enige ongewenste frequenties vermeld. Al deze mengproducten worden versterkt door de versterkers A_m en A_a. De component met 0,3 MHz gaat rechtstreeks naar het middenfrequentiegedeelte en veroorzaakt een fout in het meetresultaat. Bovendien worden in de mengkringen M_1 en M_2 ongewenste componenten met de frequenties f_m en f_a bij de gewenste componenten gevoegd, wat eveneens een meetfout tot gevolg heeft.

Tabel, vermeldende enige van de frequenties die optreden aan de uitgang van de oscillatoren-mengkringen O_1 en O_2 (de ongewenste frequenties als gevolg van wisselwerking tussen O_1 en O_2).

	Frequenties aan de uitgang van O_1 MHz	Frequenties aan de uitgang van O_2 MHz
Gewenst	$f_v - 200{,}3 = f_m$	$f_v - 200{,}0 = f_a$
Ongewenste mengproducten van de „eerste orde"	$200{,}3 - 200{,}0 = f_i$	$200{,}3 - 200{,}0 = f_i$
Ongewenste mengproducten van „hogere orde", voor zover van belang	$f_v - 200{,}0 = f_a$	$f_v - 200{,}3 = f_m$

De vorming van ongewenste producten in O_1 en O_2 kan aan de wortel van het kwaad worden bestreden door wisselwerking tussen O_1 en O_2 tegen te gaan (dus door goede afscherming in combinatie met het plaatsen van een buffer (B_0) tussen O_1 en O_v), en overigens door in de versterkers A_m en A_a filters op te nemen die middenfrequente signalen onderdrukken.

Signaalniveaus

Fig. 14 geeft een idee van de niveauverschillen die op diverse punten van de schakeling tussen gewenste en ongewenste signalen aanwezig moeten zijn. We gaan uit van de volgende twee eisen:

1) Teneinde zowel de modulus- als de fazefout, voor zover toe te schrijven aan het optreden van ongewenste middenfrequente signalen, voldoende klein te houden, moet aan de uitgang van M_1 en M_2 ten minste 50 dB niveauverschil bestaan tussen de gewenste en de ongewenste component met frequentie f_i. Voor M_2 is dit in fig. 14 weergegeven, beneden het punt *a*.
2) Voor een goed lineair werken van M_1 en M_2 moet aan de ingang van deze mengkringen het niveau van de f_a-component 40 dB hoger zijn dan dat van de f_m-component. Ook dit is voor M_2 in fig. 14 voorgesteld, beneden het punt *b*.

Uit deze twee eisen kan worden afgeleid, welke niveauverschillen op diverse punten van de schakeling noodzakelijk zijn.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

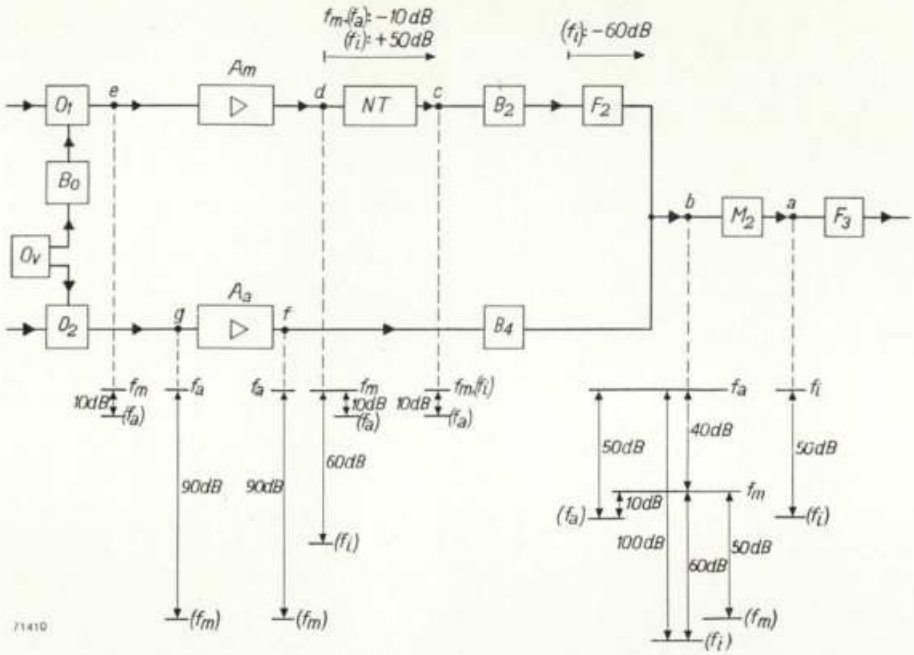


Fig. 14. Een gedeelte van het blokschema fig. 2 met de niveaus van de componenten met gewenste en ongewenste frequenties, op plaatsen aangegeven door stippellijnen. Symbolen van ongewenste frequenties zijn tussen haakjes geplaatst.

Niveaus van ongewenste middenfrequente componenten

De gewenste middenfrequente uitgangscomponent van M_1 en M_2 ontstaat door menging van een f_a- en een f_m-component aan de ingang en is derhalve evenredig met de conversiesteilheid van de mengbuis. De ongewenste middenfrequente uitgangscomponent echter ontstaat door directe versterking van een parasitaire middenfrequente component aan de ingang; ze is dus evenredig met de „directe" steilheid van de mengbuis. Nu is deze laatste grootheid ongeveer 10 dB groter dan de conversiesteilheid. Om deze reden moet de parasitaire middenfrequente component aan de ingang van M_2 (b in fig. 14) ten minste 50 + 10 = 60 dB lager van niveau zijn dan de f_m-component, d.i. 100 dB beneden de f_a-component.

We beschouwen nu het netwerk waaraan we meten, en onderstellen dat dit een versterker is. Daar bij de frequentie f_i het filter F_2 60 dB verzwakt, mag aan de uitgang van het netwerk, bij c in fig. 14, de (ongewenste) middenfrequente component hetzelfde niveau hebben als de (gewenste) f_m-component. Aan de ingang (punt d) echter is een verschil van 60 dB nodig, aangezien het kan voorkomen dat de onderzochte versterker bij de middenfrequentie een versterking van bijv. 50 dB levert, maar bij de hoge frequentie f_m een verzwakking van bijv. 10 dB.

Het verschil van 60 dB dat bij d moet bestaan tussen de f_m-component en de parasitaire middenfrequente component, en het verschil van 100 dB dat bij c aanwezig moet zijn tussen de f_a-component en de parasitaire middenfrequente component, worden verkregen door de reeds genoemde middelen: ten dele door voor de frequentie f_i de versterkers A_m en A_a minder te doen versterken (met behulp van selectieve tegenkoppeling), en ten dele door wisselwerking tussen de oscillatoren O_1 en O_2 zoveel mogelijk tegen te gaan.

Niveaus van ongewenste hoogfrequente componenten

We richten nu onze aandacht op de aanwezigheid van ongewenste hoogfrequente componenten aan de uitgang van de oscillatoren, dwz. op de aanwezigheid van f_a bij O_1, en van f_m bij O_2. Daar deze frequenties zeer dicht bij elkaar liggen, gedragen de versterkers, buffers en filters zich voor de frequenties f_a en f_m op dezelfde wijze.

Keren we terug naar punt b in fig. 14. We hebben hier een signaal met de frequentie f_a dat langs de wettige weg komt (via A_a en B_4), en een ongewenst signaal, eveneens met de frequentie f_a, dat via A_m, NT, B_2 en F_2 arriveert. Het fazeverschil tussen deze twee signalen kan iedere waarde hebben en zal niet constant zijn voor verschillende waarden van f_a en voor verschillende te onderzoeken netwerken. Om onder alle omstandigheden het op het punt b resulterende f_a-signaal voldoende constant in faze te houden, moet men er voor zorgen dat de parasitaire f_a-component ten minste 50 dB in niveau lager ligt dan de „wettige" f_a-component, d.i. 10 dB

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

beneden het niveau van de wettige f_m-component (zie fig. 14). Hetzelfde geldt voor de punten *c*, *d* en *e*. Aan deze eis is niet moeilijk te voldoen.

Om een dergelijke reden moet op punt *b* de parasitaire f_m-component 50 dB beneden de wettige f_m-component blijven, dwz. 90 dB beneden de f_a-component, en dit geldt eveneens voor de punten *f* en *g*. Dit verschil van 90 dB is een vrij zware eis. In hoofdzaak wordt er aan voldaan door de weg van O_1 naar O_2 via O_v te blokkeren door middel van de buffer B_0, die een verzwakking van 76 dB levert.

Minder belangrijke mengproducten van „hogere orde"

De aanwezigheid van parasitaire signalen aan de ingang van O_1 en O_2 verwaarlozende, kunnen we de aan de uitgang voorkomende frequenties schrijven als volgt:

$$mf_v \pm n \times 200{,}3 \text{ MHz} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (2)$$

resp.

$$pf_v \pm q \times 200{,}0 \text{ MHz} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (3)$$

In het algemene geval hebben de coëfficienten *m*, *n*, *p* en *q* de waarden 0, 1, 2, 3, . . . Frequenties die beantwoorden aan het + teken in (2) en (3) kunnen buiten beschouwing blijven, daar zij veel hoger zijn dan de bovenste grensfrequentie van de versterkers A_m en A_a.

Door menging in M_1 en M_2 ontstaat aan de uitgang van deze mengkringen uit de reeksen (2) en (3) een nieuwe reeks van frequenties:

$$s(pf_v - q \times 200{,}0) \pm r\,(mf_v - n \times 200{,}3) \text{ MHz}, \quad . \quad . \quad (4)$$

waarin de coëfficienten *r* en *s* weer 0, 1, 2, 3, . . . zijn. In het bijzondere geval van $m = n = p = q = r = s = 1$ en met het minteken vóór *r* vinden we de gewenste middenfrequentie $f_i = 0{,}3$ MHz. De andere componenten zijn alleen hinderlijk als hun frequentie, gegeven door (4), toevallig in de buurt van f_i ligt, en als bovendien hun amplitude vrij groot is. Dank zij een geschikte keuze van de vaste frequenties (200,0 en 200,3 MHz) en van de variabele frequentie f_v, komen storende middenfrequenties alleen voor bij vrij grote waarden van de coëfficienten in (4); met andere woorden: alleen sommige mengproducten van hoge orde hebben een frequentie die storend kan zijn. Nu gaat een hoge orde samen met een kleine amplitude, zodat de ondervonden hinder niet zeer groot is.

Daarenboven wordt een aanzienlijke vermindering van de storingen verkregen door elk van de oscillatoren O_1 en O_2 aan de ingang in balans en aan de uitgang parallel te schakelen (zie fig. 6). Hierdoor blijven *m*, *n*, *p* en *q* beperkt tot oneven getallen.

Gunstig is ook het op het gehoor waarnemen van de evenwichtsinstelling; het oor kan immers de gewenste zwevingstoon onderscheiden van andere, parasitaire fluittonen.

Het resultaat van dit alles is, dat in het gehele meetfrequentiegebied slechts bij enkele geïsoleerde waarden van f_m nog enige storing wordt ondervonden. Overigens hebben de hier beschouwde parasitaire componenten — in tegenstelling tot die besproken in vorige paragrafen — geen invloed op het meetresultaat.

Samenvatting. Het meten van complexe spanningsverhoudingen is nodig om de Nyquist-kromme van teruggekoppelde versterkers te kunnen uitzetten. Om de stabiliteit van de versterker te kunnen beoordelen moet men de metingen uitstrekken tot frequenties ver boven de hoogste frequentie waarvoor de versterker is bedoeld. Bij het beschreven instrument loopt de meetfrequentie van 1 tot 100 MHz.

Door middel van frequentieconversie worden uit de ingangen de uitgangspanning van het onderzochte netwerk (beide met de variabele meetfrequentie f_m) twee spanningen afgeleid met een vaste middenfrequentie f_i (= 0,3 MHz). Deze spanningen hebben dezelfde complexe verhouding als de eerstgenoemde, hoogfrequente, ingang- en uitgangspanning. In een compensatie-inrichting wordt één van de middenfrequente spanningen zodanig veranderd in amplitude en faze — met afleesbare bedragen — dat ze evenwicht maakt met de andere. De compensatie wordt waargenomen als het verdwijnen van een zwevingstoon in een luidspreker. De nauwkeurigheid is beter dan 0,2 dB in de modulus en beter dan 2° in de fazehoek.

De variabele meetfrequentie f_m wordt verkregen als het verschil tussen een frequentie f_v die veranderlijk is van 201,3 tot 300,3 MHz, en de frequentie 200,3 MHz afkomstig van een kristaloscillator. Op een dergelijke manier wordt een hulpfrequentie f_a verkregen als het verschil tussen f_v en de frequentie 200,0 MHz afkomstig van een tweede kristaloscillator. Zo behoeft men slechts f_v te variëren om f_m en f_a tegelijk te veranderen, zodanig dat het verschil $f_a - f_m = 0{,}3$ MHz constant is. Een spanning met de frequentie f_a wordt gemengd met de ingang- resp. uitgangspanning (frequentie f_m) van het onderzochte netwerk, waardoor de te vergelijken middenfrequente spanningen ontstaan.

Van de verschillende onderdelen zij in het bijzonder de fazeverschuiver vermeld; op de schaal hiervan kan de te meten fazehoek direct worden afgelezen.

In een aanhangsel wordt besproken hoe allerlei storende effecten zijn tegengegaan.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

EEN ELECTRISCHE RUWHEIDSMETER VOOR GEBRUIK IN DE WERKPLAATS

door G. W. van SANTEN. 621.317.39:620.179.6

De natuurlijke reactie van ieder aan wie men vraagt, de ruwheid van een oppervlak te beoordelen, is dat hij het oppervlak met zijn nagel zal betasten. Hetzelfde kan men verwachten indien men vraagt naar de hardheid van een betrekkelijk zacht oppervlak als dat van een verflaag. Uiteraard kan het antwoord slechts subjectief zijn. Het heeft dan ook niet ontbroken aan pogingen om te komen tot objectieve metingen. In de vorige jaargang van dit tijdschrift werd bijv. een instrument besproken dat, voor verfonderzoek, op reproduceerbare wijze een indrukking in de verf maakt en daarvan langs electrische weg de diepte meet. Hieronder volgt de beschrijving van een instrument dat een indicatie van de langs electrische weg gemeten ruwheid geeft. In tegenstelling tot de bestaande, kostbare, ruwheidsmeters, die thuis behoren in laboratoria, is dit instrument bestemd voor gebruik in de werkplaats.

De goede werking en de levensduur van over elkaar wrijvende machine-onderdelen, zoals assen in legers, zuigers in cilinders, enz., zijn niet alleen afhankelijk van de gebruikte materialen, de speelruimte en de smering, maar ook in hoge mate van de gladheid der langs elkaar bewegende oppervlakken. Behalve de materialen en de speelruimte die moeten worden gebruikt, schrijft de constructeur van een machine dan ook voor, tot op welke gladheid de oppervlakken moeten worden bewerkt, dwz. hoe groot de ruwheid moet zijn.

Om te kunnen controleren in hoeverre aan dit laatste gedeelte van het voorschrift is voldaan, moet men beschikken over instrumenten waarmee men de ruwheid kan meten, of althans vergelijken met die van standaardoppervlakken. Er zijn verscheidene van zulke instrumenten in de handel [1]). De meeste zijn echter zeer kostbaar en van nature laboratoriuminstrumenten, die voor gebruik in de werkplaats minder in aanmerking komen. Daarvoor is hun nauwkeurigheid veelal ook overbodig groot en hun gebruik te omslachtig. Er bestaat dus behoefte aan een ruwheidsmeter van eenvoudiger en robuuster constructie, en zo eenvoudig te hanteren dat bezwaren tegen gebruik in de werkplaats wegvallen. Het resultaat is de electrische ruwheidsmeter die in dit artikel wordt beschreven.

Niet minder urgent is een betere internationale vastlegging van de ruwheidsnormen. In Nederland heeft de Hoofdcommissie voor de Normalisatie een Subcommissie voor Oppervlaktegesteldheid ingesteld; deze heeft zich met het vraagstuk van de ruwheidsnormalisatie uitvoerig beziggehouden. Na talrijke besprekingen met vertegenwoordigers van machinefabrieken in binnen- en buitenland is ze gereed gekomen met een voorlopig ontwerp (blad N 785), waarvan aanstonds de voornaamste bijzonderheden ter sprake zullen komen.

In de Nederlandse Philipsfabrieken is dit normalisatie-ontwerp reeds ingevoerd. Daar deze fabrieken over heel Nederland verspreid liggen, moest men voor deze invoering beschikken over een aantal standaarden en hiervan afgeleide substandaarden, waarin bepaalde numerieke waarden van de ruwheid waren vastgelegd, en met deze substandaarden, verspreid over verschillende fabrieken, moesten de fabrieksproducten worden vergeleken. Een subjectieve vergelijking, op het oog of met de nagel, is onbetrouwbaar en in arbitragegevallen geheel onbruikbaar. Met de te beschrijven meters echter kan een objectieve vergelijking worden gemaakt.

De genoemde standaarden zijn bij Philips te Eindhoven vervaardigd, door draaien, slijpen of andere bewerkingen van metalen oppervlakken, tot de gewenste gladheid was verkregen; deze werd bepaald met behulp van verschillende laboratoriuminstrumenten. Langs galvanoplastische weg zijn van deze standaardoppervlakken de substandaarden gemaakt.

Het Nederlandse normalisatie-ontwerp

De wijze waarop de Philips ruwheidsmeter is ingericht, hangt nauw samen met het Nederlandse normalisatie-ontwerp. Wij willen daarom eerst de voornaamste punten van dit ontwerp bespreken. Zij zijn de volgende:

1) definitie van het begrip ruwheid,
2) vaststelling van een eenheid waarin de ruwheid kan worden uitgedrukt, en
3) vaststelling van ruwheidsklassen en van afmetingsgroepen waarin elke klasse wordt verdeeld.

Wij zullen deze punten achtereenvolgens bespreken.

[1]) Een overzicht geeft: H. Becker, Methods of measurement and definition of surface, Microtecnic **4**, 180-184, 276-282 en 302-307, 1950.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

Definitie van ruwheid

In *fig. 1a* is het profiel van een bewerkt oppervlak sterk vergroot voorgesteld; de doorsnede staat loodrecht op de bewerkingsrichting, bijv. de groeven die een beitel bij het draaien of schaven heeft achtergelaten.

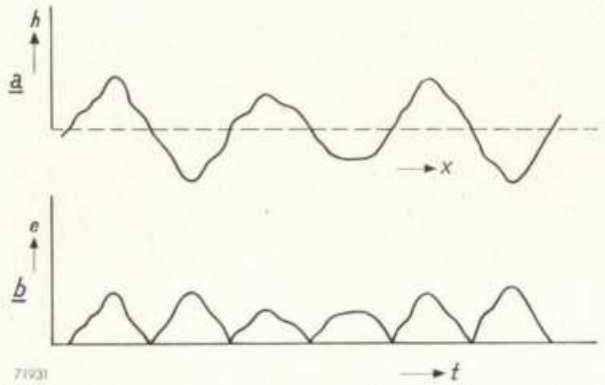


Fig. 1. *a*) Doorsnede van een bewerkt oppervlak, loodrecht op de bewerkingsgroeven (in de richting h veel sterker vergroot dan in de richting x).
b) Spanning e die ontstaat na tweefazige gelijkrichting van de wisselspanning welke door een electrische opnemer bij aftasten van het oppervlak (*a*) wordt opgewekt, als functie van de tijd t.

Er zijn vier methodes om de ruwheid van zulk een oppervlak te definiëren. De ruwheid kan men namelijk definiëren als

a) het maximale verschil in hoogte tussen top en dal,
b) het hoogteverschil tussen de hoogste top en het gemiddelde niveau,
c) de effectieve waarde (h_{eff}) van de afwijking h ten opzichte van het gemiddelde niveau:

$$h_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{l}\int_0^l h^2\,dx},$$

d) de gemiddelde waarde $\bar{h}$ van de absolute waarde van h:

$$\bar{h} = \frac{1}{l}\int_0^l |h|\,dx. \quad \ldots\ldots\ldots \quad (1)$$

Het gemiddelde niveau, dat in (b), (c) en (d) wordt genoemd, is het niveau dat zou ontstaan als men door inrollen van de toppen in de dalen het oppervlak volkomen glad maakte. In de definities (c) en (d) is x de coördinaat langs de nullijn (de doorsnede van het gemiddelde niveau en het vlak van tekening), en l een lengte die groot is ten opzichte van de gemiddelde afstand van groef tot groef. Het Nederlandse voorstel baseert zich op de gemiddelde waarde.

De definities (a), waarop het Duitse normblad DIN 4762 steunt, en (b), die in Frankrijk wordt voorgestaan, hebben het bezwaar dat de ruwheidswaarde sterk kan afhangen van de plaats waar men toevallig meet, aangezien zich daar misschien juist een bijzonder hoge top of diep dal bevindt; bij de definities (c) en (d) daarentegen kan men een zodanige minimummeetlengte l voorschrijven dat het meetresultaat onafhankelijk van l wordt.

Op de effectieve waarde berust de Amerikaanse norm ASA B46, op de gemiddelde waarde de Engelse norm BS 1134. De Nederlandse commisie heeft gemeend zich bij de laatste te moeten aansluiten, omdat het meten van de gemiddelde waarde eenvoudiger is en het begrip in de werkplaats beter kan worden verduidelijkt. Het verschil tussen effectieve en gemiddelde waarde blijkt overigens in de practijk verwaarloosbaar klein te zijn.

Ruwheidseenheid

Een tweede belangrijk punt van het Nederlandse ontwerp is, dat voor de ruwheid een eenheid wordt ingevoerd: de ru, welke naam men kan opvatten als de afkorting van *ru*wheid, van *ru*gosité of van *r*oughness *u*nit. De ruwheid van een oppervlak bedraagt 1 ru indien

$$h = 1 \text{ micro-inch} = 25{,}4\cdot10^{-6} \text{ mm}.$$

Ruwheidsklassen en afmeting van het oppervlak

Reeds lang is in de practijk ingeburgerd een systeem van tekens waarmee op technische tekeningen de gewenste ruwheid wordt aangegeven, bijv. ▽▽ voor wat men zou kunnen noemen „gewoon bewerkt", ▽▽▽ voor „glad bewerkt", enz. Deze omschrijvingen zijn uiteraard vaag en subjectief. Het zou eenvoudig zijn indien men ze kon vervangen door een kwantitatieve vastlegging met een bepaald aantal ruwheidseenheden, bijv. ▽▽ = 125 ru, ▽▽▽ = 32 ru, enz. Zulk een absolute indeling zou echter te veel in strijd komen met de sterk uiteenlopende betekenissen die verschillende groepen van technici hechten aan omschrijvingen als „gewoon bewerkt", „glad bewerkt", enz.: wat bijv. een locomotievenconstructeur glad vindt, is voor een constructeur van fijne instrumenten nog zeer ruw. In analogie met het bekende ISA-passingstelsel, komt het Nederlandse normalisatie-ontwerp N 785 aan deze moeilijkheid tegemoet door een relatieve indeling, en wel door het aantal ru dat het aan elk van de tekens toekent, te laten afhangen van een der afmetingen van het oppervlak in kwestie. Voor deze afmeting ø is bij een as de middellijn gekozen, bij een rechthoekig oppervlak de zijde loodrecht op de bewerkingsgroeven, enz. Zo betekent ▽▽▽ een ruwheid van 32 ru indien ø ligt tussen 18 en 50 mm, doch een ruwheid van 25 ru als ø ligt tussen 6 en 18 mm, en van 40 ru voor ø tussen 50 en 120 mm. Hierdoor is iedere ruwheidsklasse

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

in groepen verdeeld. Volledig vindt men dit in de volgende tabel. Deze geeft een indeling in zeven ruwheidsklassen, R_0-R_6, bij elk waarvan twee ruwheidstekens behoren; welke van deze twee moet worden gebruikt, hangt af van de bewerking (zie de noten *) en **)).

Tabel. Indeling in ruwheidsklassen, in afhankelijkheid van de afmeting ø van het oppervlak, volgens het Nederlandse normalisatie-ontwerp N 785.

Ruwheidsklasse	R_0	R_1	R_2	R_3	R_4	R_5	R_6
Ruwheidstekens *)	▽	▽	▽▽	▽▽▽	▽▼▽	▼▽▼	▼▼▼
Ruwheidstekens **)	∼	○	○○	○○○	○●○	●○●	●●●
Afm. ø mm	Ruwheid ru						
< 6	1250	315	80	20	5	1,2	0,3
6- 18	1600	400	100	25	6	1,6	0,4
18- 50	2000	500	125	32	8	2	0,5
50-120	2500	630	160	40	10	2,5	0,6
120-250	3150	800	200	50	12	3	0,8
> 250	4000	1000	250	63	16	4	1

*) Ruwheidstekens voor oppervlakken die waren voorzien van een bewerkingstoegift en zijn ontstaan door een verspanende vormgeving. (Een bewerkingstoegift is een extra hoeveelheid materiaal aan het werkstuk, ter plaatse waar het moet worden bewerkt.)

**) Ruwheidstekens voor oppervlakken die niet waren voorzien van een bewerkingstoegift en door een verspanende vormgeving zijn ontstaan, of voor oppervlakken verkregen door een niet-verspanende vormgeving.

De tekens *) gelden bijv. voor een as die tot een bepaalde middellijn moet worden afgedraaid, de tekens **) bijv. voor een geperst werkstuk dat moet worden gepolijst.

In het volgende spreken we gemakshalve alleen van de tekens *).

Principe van de ruwheidsmeter

De te beschrijven ruwheidsmeter bestaat uit een taster, een versterker, een gelijkrichter en een draaispoelinstrument (*fig. 2*). De taster vertoont enige

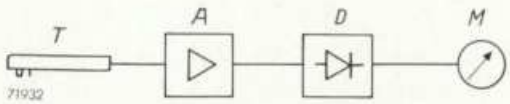


Fig. 2. Blokschema van de Philips ruwheidsmeter. *T* taster, *A* versterker, *D* gelijkrichter, *M* draaispoelmeter.

analogie met een grammofoonopnemer (groeftaster) — met één belangrijk constructief verschil echter: de taster moet reageren op oneffenheden in de richting loodrecht op het afgetaste oppervlak, de grammofoonopnemer daarentegen op de slingeringen van de groef *in* het vlak van de plaat.

Met de hand wordt de taster over het te onderzoeken oppervlak bewogen, ongeveer loodrecht op de bewerkingsrichting. Bij constante snelheid — voor het resultaat overigens volstrekt geen noodzakelijke voorwaarde, zoals aanstonds zal blijken — levert hij een electrische spanning die dezelfde functie van de tijd is als h van x. In de versterker wordt deze spanning versterkt. Gelijkrichting van de uitgangspanning levert een gelijkspanning die evenredig is met $\bar{h}$ (fig. 1*b*), dus met de te bepalen ruwheid. Deze gelijkspanning wordt gemeten met de draaispoelmeter.

Uitvoering

De ruwheidsmeter vindt men afgebeeld in *fig. 3*. Enige bijzonderheden worden hieronder besproken.

De tasters

Voor de meeste doeleinden wordt gebruik gemaakt van een taster waarvan de doorsnede schematisch is voorgesteld in *fig. 4*. Hij is van het piëzo-electrische type, omdat daarmee de kleinste afmetingen zijn te verkrijgen. Dit is van belang om twee redenen.

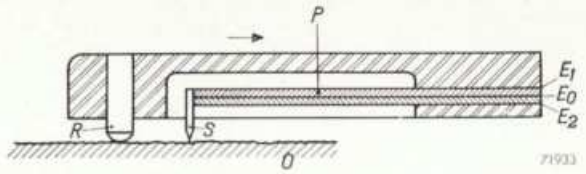


Fig. 4. Schematische lengtedoorsnede van de taster. *P* piëzo-electrisch element, bestaande uit twee plaatjes bariumtitanaat en de electrodes E_1, E_2 en E_0. *S* tastnaald (spitse saffier). *R* referentiestift, die over de toppen van de oneffenheden van het oppervlak *O* glijdt.

In de eerste plaats liggen bij kleine afmetingen de resonantiefrequenties van de bewegende delen ver boven de frequenties waarmee bij normaal gebruik de tastnaald trilt, zodat de resonanties dan niet hinderlijk zijn. In de tweede plaats is het klein zijn van de taster van belang als men de binnenwand van kleine geboorde gaten wil onderzoeken.

De taster rust met de stift *R* op het af te tasten oppervlak. De afrondingstraal van deze stift is groot ten opzichte van de afstand tussen de groeven, zodat bij voortbewegen van de taster de onderkant van de stift op een ongeveer constant niveau blijft, het referentieniveau — hier het vlak door de toppen van de oneffenheden. Een tweede stift, de tastnaald (*S*), bestaat uit een saffier met een afrondingstraal van 60 μ. Dit is fijn genoeg om te maken dat de naald de oneffenheden goed kan volgen, zelfs nog bij een groefafstand van 16 μ, en ook weer niet zo fijn dat de punt gemakkelijk zou kunnen worden beschadigd of het oppervlak zou kunnen bekrassen.

De naald is bevestigd aan het ene einde van een piëzo-electrisch element, dat met het andere einde

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

Fig. 3. De Philips ruwheidsmeter type PR 9150. Onder de schaal: links een knop voor het instellen op één van vier ruwheidsklassen, rechts een correctieknop.
De taster wordt hier bewogen over een monsterplaatje met geijkte ruwheid, waarbij de wijzer moet komen te staan op een bepaalde deelstreep van de schaal.
Beneden de frontplaat is bergruimte voor de tasters, de snoeren en het doosje met vier verschillende monsterplaatjes (type PR 9180).

is vastgeklemd in het lichaam van de taster. Bij het tasten varieert de doorbuiging van het element in overeenstemming met de oneffenheden in het oppervlak. Tussen de electrodes E_1 en E_2 die aan boven- en onderzijde van het element zijn aangebracht, ontstaat dientengevolge een wisselspanning, welke als functie van de tijd een copie is van de oneffenheden. *Fig. 5* is een foto van deze taster.

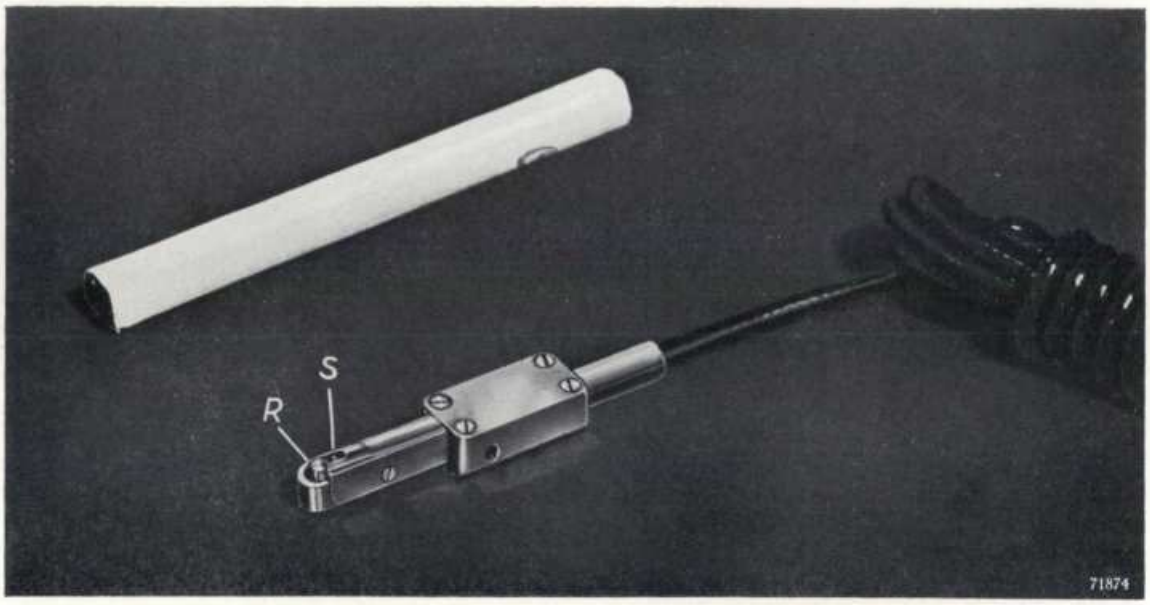


Fig. 5. De taster, met de tastnaald S en de referentiestift R naar boven liggend.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

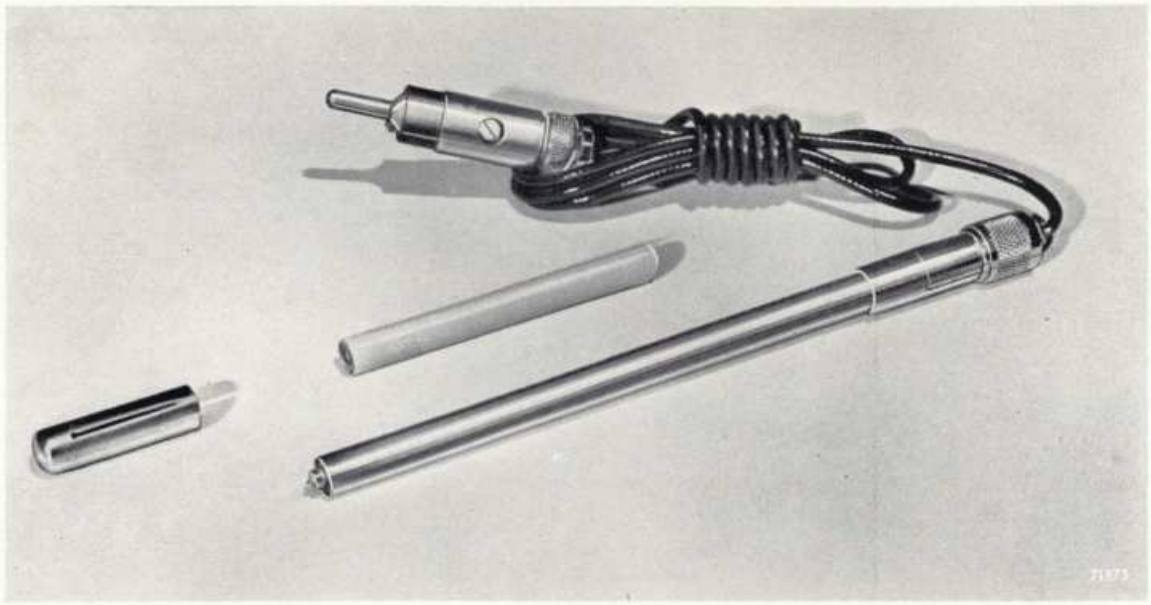


Fig. 6. Speciale taster voor het onderzoek van plaatsen die niet toegankelijk zijn voor de in fig. 5 afgebeelde taster.

Het piëzo-electrische element bestaat uit twee plaatjes bariumtitanaat ($BaTiO_3$)[2], met de buitenelectrodes E_1 en E_2 en een middenelectrode E_0 (fig. 4). Het bariumtitanaat krijgt zijn piëzo-electrische eigenschappen als gevolg van een polarisatie, die tijdens de fabricage tot stand wordt gebracht door een gelijkspanningsbron aan te sluiten tussen de electrode E_0 en de tijdelijk met elkaar verbonden electrodes E_1 en E_2[3]. Daarna wordt de verbinding tussen E_1 en E_2 opgeheven en doet E_0 geen dienst meer. Boven piëzo-electrische materialen als Rochelle-zout heeft bariumtitanaat het voordeel, goed bestand te zijn tegen warmte en vocht, en boven kwarts dat het gevoeliger en minder kostbaar is.

De hoogte en de breedte van deze taster zijn zo klein (7 mm × 4 mm) dat ook nog de binnenwand van een gat van 8 mm middellijn kan worden onderzocht.

Voor sommige doeleinden, bijv. het aftasten van de bodem van een zg. potgat (gat met vlakke bodem) is de besproken taster wegens zijn vorm niet geschikt. Om deze reden is nog een andere taster uitgewerkt, een staafvormige (*fig. 6*), ongeveer ter grootte van een potlood. De tastnaald is weer een aangepunte saffier, doch overigens verschilt de constructie aanzienlijk van die van de eerste taster. Zoals uit de doorsnede (*fig. 7*) is te zien, worden de verticale bewegingen van de naald opgenomen door stukjes rubber, die daarbij een variërende druk uitoefenen op het piëzo-electrische element. Dit bestaat hier uit een buisje van bariumtitanaat, met een binnen- en een buitenbekleedsel

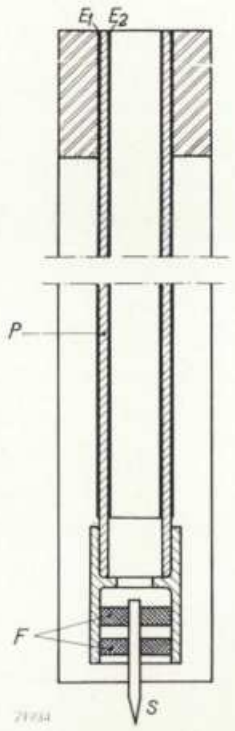


Fig. 7. Doorsnede van de in fig. 6 afgebeelde speciale taster. *S* tastnaald (spitse saffier). *F* stukjes rubber. *P* piëzo-electrisch element (buisje van bariumtitanaat, met electrodes E_1 en E_2).

[2]) J. H. van Santen en G. H. Jonker, Electrische, in het bijzonder piëzo-electrische, eigenschappen van bariumtitanaat, T. Ned. Radiog. **16**, 259-274, 1951 (No. 6).

[3]) Het feit dat in bariumtitanaat een blijvende polarisatie kan worden teweeggebracht, werd reeds vermeld in Philips techn. T. **11**, 150, 1949.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

van metaal. De variërende druk veroorzaakt een electrische wisselspanning tussen de bekleedsels.

De taster heeft een eigen frequentie die wordt bepaald door de massa van het geheel en de stijfheid van het rubber. Deze eigen frequentie is zo gekozen dat ze veel lager is dan de frequenties waarmee de naald trilt. De massa van de taster volgt dan de beweging der naald zo goed als niet, zodat de verkregen spanning een getrouwe copie van de naaldbeweging is, dwz. van de oneffenheden.

Aangezien deze taster geen referentiestift heeft, wordt de kracht die men met de hand op hem uitoefent, geheel op het werkstuk overgebracht door de spitse naald, zodat men voorzichtig te werk moet gaan als men krassen wil voorkomen. Dit gevaar is veel kleiner bij de eerst besproken taster, die men, indien de vorm van het werkstuk het toelaat, dan ook bij voorkeur gebruikt.

Karakteristiek van taster en versterker

Twee invloeden op het meetresultaat moeten zo klein mogelijk worden gehouden: die van de snelheid waarmee men de taster beweegt, en die van onwillekeurige bewegingen van de hand.

De snelheid waarmee men de taster gemakkelijk beweegt, ligt tussen ongeveer 5 en 10 cm/s. Rekenen we bijv. met een maximale afstand tussen oneffenheden van 0,4 mm, zoals voorkomt bij „gewoon bewerkte" oppervlakken, dan ontstaan bij normaal aftasten een grondfrequentie van 125 tot 250 Hz. De onwillekeurige bewegingen van de hand hebben veel lagere frequenties. De frequentiekarakteristiek, d.i. de uitgangspanning van de versterker als functie van de frequentie f, bij constante amplitude van de sinusvormig bewogen naald, heeft de gedaante van de kromme *1* in *fig. 8*. Ze is vlak voor frequenties van 150 tot 5000 Hz en valt beneden 100 Hz steil af. De ongewenste spanningen met zeer lage frequenties worden dus onderdrukt, terwijl de mate waarin de gewenste spanningen worden versterkt, onafhankelijk is van de snelheid waarmee men de taster beweegt, mits slechts deze snelheid niet te klein is.

De genoemde snelheden van enige cm/s steken zeer gunstig af bij de veel kleinere snelheden waarmee sommige andere ruwheidsmeters werken. Bij deze wordt de beweging van de naald door middel van relatief zware onderdelen overgebracht op een element dat een electrische spanning levert. De frequentie van de naald moet laag zijn, vergeleken met de reeds lagere sonantiefrequenties van dit mechanische overbrengsysteem. Daardoor wordt men gedwongen de snelheid van de taster zeer klein te nemen (enkele mm per minuut). Zo langzaam kan men de taster met de hand niet goed bewegen; hij moet dus mechanisch worden aangedreven. Een ander nadeel is dat de meting lang duurt.

Bij gladdere oppervlakken, dus bij kleinere oneffenheden, zijn de onwillekeurige bewegingen relatief sterker. Om deze reden gaat men daar over op de karakteristiek *2* (fig. 8), die al bij 500 Hz begint te dalen. Dit is ook toelaatbaar, daar bij gladdere oppervlakken de oneffenheden dichter bij elkaar liggen en de aftastfrequenties dus hoger zijn (grondfrequenties van 1000 tot 2000 Hz).

De karakteristieken van fig. 8 zijn verwezenlijkt door middel van filters in de versterker.

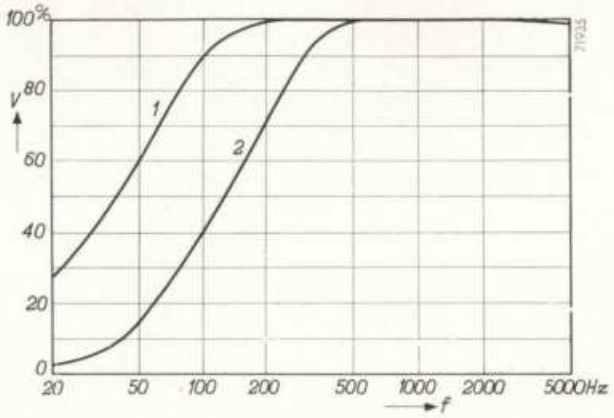


Fig. 8. Karakteristieken van de taster en de versterker tezamen: uitgangspanning V van de versterker (in relatieve maat) als functie van de frequentie f, bij constante amplitude van de sinusvormig bewogen tastnaald. Kromme *1* wordt gebruikt voor „gewoon" (▽▽) en „glad" (▽▽▽) bewerkte oppervlakken, kromme *2* voor „zeer glad" (▽▼▽) en „bijzonder glad" (▼▽▼) bewerkte oppervlakken. (Voor de betekenis van de ruwheidstekens, zie de tabel.)

Gebruik van de ruwheidsmeter

Het doel van onze ruwheidsmeter is, de ruwheidsklasse van een oppervlak te bepalen, in overeenstemming met de normalisatie. Wij hebben ons beperkt tot de klassen R_2, R_3, R_4 en R_5, die verreweg het meest voorkomen.

Het instrument is als volgt ingericht. Aan de ingang van de versterker bevindt zich een verzwakker met vier standen, gemerkt ▽▽, ▽▽▽, ▽▼▽, en ▼▽▼ (fig. 3). Stel, men wil een oppervlak onderzoeken waarbij is voorgeschreven dat het de ruwheidsklasse R_4 (▽▼▽) heeft; de grootte van het oppervlak valt, naar we eerst willen aannemen, in de groep ø = 18 tot 50 mm. Men gaat dan te werk als volgt.

De verzwakker wordt gezet in de stand die overeenkomt met de verwachte ruwheidsklasse, hier dus in de stand ▽▼▽. Bij het instrument behoren vier verschillende monsterplaatjes met geijkte ruwheid (zie hieronder). Men kiest het plaatje dat ook het teken ▽▼▽ draagt; het heeft een ruwheid van 8 ru (de afmetingen van de monsterplaatjes zijn 38 mm × 50 mm; ze vallen dus eveneens in de groep

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

ø = 18 tot 50 mm). Met behulp van een fijnregelknop (fig. 3) stelt men de grootte van de versterking zo in dat de meter uitslaat tot het merkteken behorende bij ø = 18 tot 50 mm, ongeveer in het midden van de schaal (*fig. 9*). Vervolgens beweegt men de taster over het te onderzoeken oppervlak. Slaat de wijzer verder uit dan zoëven, dan is dit oppervlak nog te ruw; slaat hij minder ver uit, dan is het al gladder dan was voorgeschreven.

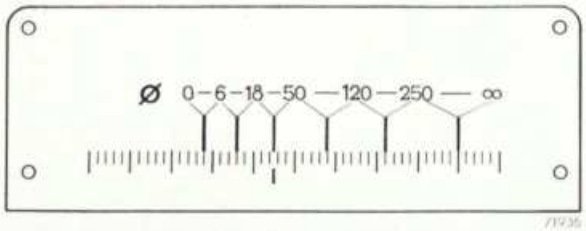


Fig. 9. Schaal van de ruwheidsmeter. De dikke verticale strepen zijn referentiestrepen, de eerste voor oppervlakken waarvan de afmeting ø ligt tussen 0 en 6 mm, de tweede voor oppervlakken met ø tussen 6 en 18 mm, enz.

Had het object afmetingen gehad die in een andere groep vallen, bijv. ø = 120 tot 250 mm, dan zou volgens de tabel bij ▽▼▽ een ruwheid van 12 ru hebben behoord (in plaats van 8 ru), en als referentiestreep zou men dan hebben moeten nemen de streep die tussen de getallen 120 en 250 staat. Ook voor de andere groepen van afmetingen: ø < 6 mm, ø = 6-18 mm, enz., zijn referentiestrepen aangebracht (fig. 9).

Monsterplaatjes

Bij de meter behoort een doosje met vier monsterplaatjes (fig. 3), elk ter grootte van 38 mm × 50 mm:

▽▽	gedraaid	... 125 ru,
▽▽▽	gedraaid	... 32 ru,
▽▼▽	gedraaid	... 8 ru en
▼▽▼	„gesuperfijnd'	... 2 ru.

Doordat de monsters verchroomd zijn behouden zij jarenlang hun geijkte ruwheid.

De onnauwkeurigheid van de monsters is kleiner dan ± 10 %, die van de meting zelf kleiner dan ± 20%. In het eindresultaat bedraagt de fout ten hoogste ± 30%. Voor het beoogde doel is dit ruimschoots nauwkeurig genoeg; de ruwheidsklassen verschillen onderling immers een factor 4 (zie tabel).

Samenvatting. De beschreven ruwheidsmeter (type PR 9150) bestaat uit twee tasters, een versterker, een gelijkrichter en een draaispoelmeter. Een van de beide tasters — die enigszins analoog zijn met een grammofoonopnemer — wordt met de hand over het te onderzoeken oppervlak bewogen (snelheid: enige cm/s). De tasters bevatten als tastnaald een spitse saffier. Deze werkt op een piëzo-electrisch element van bariumtitanaat, een materiaal dat goed bestand is tegen warmte en vocht. De twee tasters zijn zeer verschillend van vorm, zodanig dat nagenoeg alle plaatsen met één van beide toegankelijk zijn. De verkregen wisselspanning wordt versterkt en gelijkgericht, en de gemiddelde waarde van de gelijkgerichte spanning gemeten door middel van een draaispoelmeter. De uitslag is dus een maat voor de gemiddelde waarde van de oneffenheden, in overeenstemming met de normalisatie die in de Nederlandse Philipsfabrieken is ingevoerd. Volgens deze normalisatie heeft een oppervlak een ruwheid van 1 ru indien de gemiddelde oneffenheid 1 micro-inch bedraagt. Tevens is vastgelegd hoe de in ru uitgedrukte ruwheid samenhangt met de „ruwheidsklasse" (aangegeven met tekens als ▽▽, ▽▽▽, enz.) en een der afmetingen van het object. Geheel in overeenstemming hiermee is de schaal van de ruwheidsmeter ingericht. Bij de meter behoren vier monsterplaatjes met geijkte ruwheid (125, 32, 8 en 2 ru).

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

OVERZICHT VAN RECENTE WETENSCHAPPELIJKE PUBLICATIES DER N.V. PHILIPS' GLOEILAMPENFABRIEKEN

Van deze publicaties, voorzover niet met een sterretje * gemerkt, verstrekt de Administratie van het Natuurkundig Laboratorium, Kastanjelaan, Eindhoven, op aanvrage overdrukken.

1996: J. Smit: Magnetoresistance of ferromagnetic metals and alloys at low temperatures (Physica **17**, 612-627, 1951, No. 6).

De weerstandsverandering in een magnetisch veld van zuiver nikkel en ijzer, van NiFe-, NiCo- en NiCu-legeringen en van Heussler's legeringen is gemeten bij kamertemperatuur en bij de temperaturen van vloeibare stikstof en waterstof. Het gedrag van de zuivere metalen is essentieel verschillend van dat van de legeringen. Bij lage temperatuur wordt een maximum in de weerstandsverandering als functie van de samenstelling waargenomen bij die legeringen waarin ongeveer 1 Bohr-magneton per atoom aanwezig is. Het (positieve) verschil tussen de longitudinale en de transversale weerstand kan verklaard worden met behulp van de spin-baan-wisselwerking. De zuivere metalen vertonen bij lage temperaturen, evenals de niet-ferromagnetische metalen, een toeneming van de weerstand. Hieruit kan de waarde van het inwendige veld dat op de geleidingselectronen werkt worden afgeleid. Het is nagenoeg gelijk aan de inductie B.

1997: J. A. Haringx: De instabiliteit van inwendig op druk belaste dunwandige cylinders (De Ingenieur **63**, O 39-O 41, 1951, No. 29).

Aangetoond wordt dat onder zekere omstandigheden een dunwandige, inwendig op druk belaste, cylinder kan uitknikken. De kritische waarde van deze druk kan gemakkelijk worden berekend op grond van de welbekende formule van Euler. De formules voor op druk belaste cylinders die men in de gangbare leerboeken tegenkomt, geven veelal geen rekenschap van dit gedrag en moeten dus met voorzichtigheid worden toegepast indien men te maken heeft met grote lengten en hoge drukken.

1998: J. A. Haringx: De instabiliteit van inwendig op druk belaste ronde balgen (De Ingenieur **63**, O 42-O 44, 1951, No. 29).

Evenals dunwandige cylinders (zie No. **1997**) kunnen ook balgen uitknikken onder invloed van een inwendige druk. De kritische waarde van deze druk, die — via de formule van Euler — afhangt van de buigingstijfheid van de balg, is in dit artikel berekend, echter slechts voor balgen met rechthoekig golfprofiel. De resultaten der berekening werden experimenteel bevestigd.

1999: C. G. Koops: On the dispersion of resistivity and dielectric constant of some semiconductors at audiofrequencies (Phys. Rev. **83**, 121-124, 1951, No. 1).

Van op verschillende wijzen gepraepareerd nikkelzinkferriet ($Ni_{0,4}Zn_{0,6}Fe_2O_4$) zijn de weerstand en de diëlectrische constante als functie van de frequentie gemeten. De meetresultaten vertonen een dispersie, die bevredigend verklaard kan worden met behulp van een eenvoudig model, waarvoor essentieel is dat goed geleidende gebiedjes van het materiaal gescheiden worden door lagen van gering geleidingsvermogen. Formules voor de dispersie worden afgeleid. Er bestaat goede overeenstemming tussen theorie en experiment.

2000: E. J. W. Verwey: Oxidic semi-conductors (uit: Semi-conducting materials, Butterworth's Scientific Publications Ltd., London 1951, pp. 151-161).

Slecht geleidende oxydische materialen kunnen geleidend worden gemaakt hetzij door vorming van vaste oplossingen in combinatie met goed geleidende oxyden (bijv. een niet-geleidend spinel met Fe_3O_4), hetzij door toepassing van het principe der „geleide valentie". De laatste soort halfgeleiders wordt vergeleken met andere halfgeleiders, zoals bijv. germanium. De geleidingseigenschappen van polykristallijne materialen als functie van de frequentie worden besproken; in het bijzonder wordt de invloed beschouwd van dunne niet-geleidende laagjes aan de kristalgrenzen (zie ook deze overzichten **1738**, **1739**, **1845**, **1914** en Philips techn. T. **9**, 47-54, 239-248, 1947; **13**, 41-46, 1951, No. 2; **13**, 213-217, 1951, No. 8).

2001: J. Volger: Some properties of mixed lanthanum and strontium manganites (uit: Semiconducting materials, Butterworth's Scientific Publications Ltd., London 1951, pp. 162-171).

Bespreking van de electrische eigenschappen der manganieten $XMnO_3$, waarin X een driewaardig metaal voorstelt. Dit materiaal is een voorbeeld van een polykristallijne halfgeleider, bereid volgens het principe der geleide valentie (vervanging van X door een tweewaardig ion). Er bestaat een verband tussen de weerstand en de ferromagnetische eigenschappen. Besproken worden het anomale gedrag

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

bij het Curie-punt, de invloed van de frequentie, van de electrische veldsterkte en van een uitwendig magnetisch veld op de weerstand en verder de thermo-electrische eigenschappen en het Hall-effect.

R 165: H. B. G. Casimir: On the theory of electromagnetic waves in resonant cavities (Philips Res. Rep. **6**, 162-182, 1951, No. 3).

Samenvatting van een serie van drie wetenschappelijke voordrachten (gehouden te Madrid in 1949) betreffende de theorie der staande electromagnetische golven in trilholten. Gewezen wordt op de formele analogie tussen de trillingswijzen van een trilholte, een netwerk van discrete elementen, en de trilling van een enkelvoudige *LC*-kring. Bijzondere aandacht wordt gegeven aan de storingstheorie; deze wordt vervolgens op een aantal voorbeelden toegepast. Hierbij worden o.a. behandeld de bepaling van de eigenschappen van magnetische materialen bij hoge frequenties door kleine bolvormige stukjes van het materiaal in een trilholte te brengen, en verder de koppeling van twee trilholten door een kleine opening in een scheidingswand. In de laatste paragraaf worden enkele opmerkingen gemaakt betreffende de nulpuntsenergie van het vacuum.

R 166: J. L. Meijering: Segregation in regular ternary solutions, II (Philips Res. Rep. **6**, 183-210, 1951, No. 3).

Vervolg van **R 149**. Directe methode voor de berekening van de connodale lijnen met toepassing op verschillende combinaties van waarden van de parameters. Voor een gegeven connodale lijn kan een oneindig aantal parametercombinaties worden aangegeven waarbij deze lijn optreedt. De verbreding of versmalling van een binair ontmenggebied door een kleine vreemde toevoeging wordt beheerst door het verschil in affiniteit van de toegevoegde stof voor de componenten van het binaire systeem. In sommige gevallen bestaat er een pseudo-binair systeem. Als de constanten a, b en c, die optreden in de thermodynamische potentiaal, positief zijn, komen drie phasenevenwichten voor den dag en de stabiliteit van het phasediagram moet dan worden gecontroleerd met behulp van de spinodale lijn. Een 4-phasenovergang van het eutectische type ontstaat indien bedoelde constanten bijna gelijk en positief zijn. Vervolgens worden behandeld oplosbaarheidskrommen van een zuivere vaste component en de invloed daarvan op het mengbaarheidsgebied. Ten slotte worden enkele opmerkingen gemaakt over systemen met vier of meer componenten.

R 167: G. Diemer: Microwave diode conductance in the exponential region of the characteristic (Philips Res. Rep. **6**, 211-223, 1951, No. 3).

Looptijdtheorie van de conductantie van een diode in het exponentiële deel van de karakteristiek. Ondersteld wordt dat het vertragende veld lineair is; de onderlinge wisselwerking der electronen wordt verwaarloosd. Voor diodes met een kleine afstand tussen kathode en anode kan de waarde van deze conductantie in het gebied $-2\ \mathrm{V} < V_a < -1\ \mathrm{V}$ die van de totale-emissie-conductantie belangrijk overtreffen, zelfs in het gebied der microgolven. Door toepassing van deze theoretische resultaten op vroeger gepubliceerde metingen over diodes kunnen de toenmaals geconstateerde discrepanties tussen theorie en experiment althans gedeeltelijk worden verklaard.

R 168: J. B. de Boer: Visibility of approach and runway lights (Philips Res. Rep. **6**, 224-239, 1951, No. 3).

Overzicht over de physiologische gegevens die de zichtbaarheid van lichten van constante lichtsterkte bepalen. Voor cirkelvormige lichtbronnen kunnen talrijke gegevens worden ontleend aan de bestaande literatuur. De invloed van de vorm van de lichtbron en die van naburige lichtbronnen is experimenteel bestudeerd voor het geval van rechthoekige lichtbronnen en van in rijen opgestelde lichtbronnen. Een kort overzicht wordt gegeven van wat bekend is over de invloed van de kleur. Al deze invloeden kunnen in rekening worden gebracht door het invoeren van correctiefactoren. Hiertoe zijn „grootte-", „vorm-", „rij-" en „kleur"-factoren ingevoerd. De bij laboratoriumproeven gevonden drempelwaarden moeten vermenigvuldigd worden met een veiligheidsfactor, als men beschikken wil over gegevens waaruit men de lichtsterkten kan berekenen die vereist zijn opdat de piloot tijdens het vliegen de lichten zal kunnen zien.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!